



Y3231554

中图分类号

密 级 公开

学校代码 10224

学 号 151421145

# 東北農業大學

## 专业学位硕士学位论文

### 基于单周期无桥变换器的电动汽车充电桩设计

作 者 刘 东

导 师 张喜海 顾秀成

学位类别 工程硕士

所在学院 电气与信息学院

研究领域 电气工程

学习方式 全日制

二〇一七年六月

Classified Index:  
Confidential (yes/no):no

Code: 10224  
No.151421145

Dissertation for the Professional Master Degree

**Design of Electric Vehicle Charging Pile  
Based on One-Cycle Control Bridgeless  
Converter**

**Candidate:** Liu Dong

**Supervisor:** Associate Prof. Zhang Xihai & Gu Xiucheng

**Degree Category:** Master of Engineering

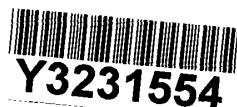
**College:** College of Electrical and Information

**Research Field:** Electrical Engineering

**Study Mode:** Full-time

**Harbin      China**

**June        2017**



## 目 录

摘要 .....	I
英文摘要 .....	III
1 前言 .....	1
1.1 研究背景和意义 .....	1
1.2 电动汽车充电桩的发展现状 .....	2
1.2.1 国内发展现状 .....	3
1.2.2 国外研究现状 .....	4
1.3 本文研究内容 .....	5
1.3.1 本文的主要内容 .....	5
1.3.2 本论文的结构安排 .....	6
1.4 本章小结 .....	6
2 充电桩的整体结构设计 .....	7
2.1 充电桩的设计要求 .....	7
2.2 充电桩的功率级数的确定 .....	7
2.3 功率因数校正方案的确定 .....	8
2.4 充电桩的整体结构设计 .....	10
2.5 本章小结 .....	12
3 前级结构的设计 .....	13
3.1 功率因数校正的概念 .....	13
3.2 功率因数校正实现的方法 .....	14
3.3 无桥 PFC 拓扑结构选择 .....	18
3.3.1 无桥 PFC 结构介绍 .....	18
3.3.2 无桥 PFC 结构的工作原理 .....	21
3.4 APFC 控制策略的选择 .....	22
3.4.1 峰值电流控制 .....	22
3.4.2 平均电流控制技术 .....	23
3.4.3 单周期控制策略 .....	24
3.5 单周期控制策略在无桥 Boost PFC 中的实现方案 .....	26
3.5.1 单周期控制原理 .....	26
3.5.2 单周期控制无桥 Boost PFC 电路理论分析 .....	27
3.5.3 单周期控制的稳定性分析 .....	28
3.6 整流电路参数的整定 .....	30
3.6.1 主电路参数设计 .....	30
3.6.2 控制电路参数的设计 .....	31
3.7 本章小结 .....	33
4 后级降压结构设计 .....	34

4.1 DC/DC 变换器的拓扑结构设计 .....	34
4.2 软开关技术 .....	37
4.2.1 软开关技术介绍 .....	37
4.2.2 软开关技术的原理 .....	38
4.2.3 软开关技术的分类 .....	39
4.3 移相全桥 ZVS-PWM 变换器的工作原理 .....	41
4.4 降压电路参数计算 .....	42
4.5 本章小结 .....	44
5 系统仿真分析 .....	45
5.1 APFC 电路的仿真 .....	45
5.2 降压电路仿真 .....	46
5.3 本章小结 .....	48
6 结论 .....	49
6.1 工作总结 .....	49
6.2 下一步工作及展望 .....	49
致谢 .....	50
参考文献 .....	51
攻读硕士学位期间发表的学术论文 .....	54

# CONTENTS

<b>Abstract in Chinese</b> .....	I
<b>Abstract in English</b> .....	III
<b>1. Introduction</b> .....	1
1.1 Research purpose and meaning.....	1
1.2 Research status at home and abroad .....	2
1.2.1 The research status at home .....	3
1.2.2 The research status at abroad .....	4
1.3 Research content .....	5
1.3.1 Main research content .....	5
1.3.2 The structure of this paper .....	6
1.4 Chapter summary .....	6
<b>2. The overall design of the charging pile</b> .....	7
2.1 Charging pile design requirements .....	7
2.2 Determination of power series of charging pile .....	7
2.3 Determination of power factor correction scheme .....	8
2.4 Integral structure design .....	10
2.5 Chapter summary .....	12
<b>3. Design of APFC topology</b> .....	13
3.1 The concept of power factor correction .....	13
3.2 Method for realizing power factor correction .....	14
3.3 Topology selection of bridgeless PFC.....	18
3.3.1 The introduction of PFC structure without bridge .....	18
3.3.2 The working principle of dual diode bridgeless APFC topology .....	21
3.4 Selection of APFC control strategy .....	23
3.4.1 Peak current control .....	23
3.4.2 Average current control .....	24
3.4.3 One cycle control .....	25
3.5 Implementation of OCC in Boost PFC without bridge .....	26
3.5.1 One cycle control principle.....	26
3.5.2 Analysis of one cycle control without bridge boost PFC circuit .....	28
3.5.3 Stability analysis of one cycle control .....	29
3.6 Setting of rectifier circuit parameters .....	31
3.6.1 Circuit parameter design.....	31
3.6.2 Design of control circuit parameters .....	32
3.7 Chapter summary .....	34
<b>4. The design of the second stage step-down structure</b> .....	35

4.1 Topology design of DC/DC converter.....	35
4.2 Soft switching technology .....	38
4.2.1 Introduction of soft switching technology .....	38
4.2.2 The principle of soft switching technology .....	39
4.2.3 Classification of soft switching technology .....	40
4.3 The working principle of phase shifted full bridge ZVS-PWM converter.....	43
4.4 Parameter design of step-down circuit.....	44
4.5 Chapter summary .....	46
<b>5. System simulation analysis .....</b>	<b>47</b>
5.1 Simulation of APFC circuit .....	47
5.2 Simulation of buck circuit .....	49
5.3 Chapter summary .....	51
<b>6. Conclusion .....</b>	<b>52</b>
6.1 Work summary .....	52
6.2 Prospects for the next step.....	52
<b>Acknowledgement .....</b>	<b>53</b>
<b>References .....</b>	<b>54</b>
<b>Papers published in the period of Ph.M. education .....</b>	<b>57</b>

## 独 创 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的  
研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他  
人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含未获得\_\_\_\_\_

(注：如没有其他需要特别声明的，本栏可空)或其他教育机构的学位或证书使  
用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明  
确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：刘东

日期：2017年6月7日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，学校有权保  
留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。  
本人授权学校可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以  
采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。(保密的学位论文在解密  
后适用本授权书)

学位论文作者签名：刘东

日期：2017年6月7日

导 师 签 名：张喜海

日期：2017年6月7日

## 摘要

传统汽车主要依靠一次能源作为驱动力，其产生的尾气严重污染了环境，使得空气质量越来越差。同时石油资源的消耗因传统汽车数量的快速增长而加大，在造成污染的同时也加大了能源资源短缺的压力。只有从源头治理，改变能源结构，用清洁能源代替一次能源，才能有效的改善环境和缓解石油短缺的压力。近年来由于在低碳经济的倡导与推动下，新能源汽车不断发展壮大，逐渐成为 21 世纪汽车行业的主流发展方向。而电动汽车充电桩的发展是新能源汽车产业推向市场与普及的最为重要的一环，因此充电桩的研制对人们的生活的影响也变得十分重要。

电动汽车充电桩是一种将三相电网中交流市电经过一系列的转换，最终转化为稳定直流电，为电动汽车动力电池进行充电的一种控制装置。本文设计了一种采用隔离式两级变换器拓扑结构即 AC/DC 变换器和 DC/DC 变换器，它的工作原理是先将交流市电进行整流、滤波、有源功率因数校正，得到高质量的稳定直流电，然后再经过 DC/DC 变换器把前级输出的直流电转换成高频脉动直流，再通过高频变压器降压等环节形成满足要求的直流电。为了最大化的利用电能，前级 AC/DC 变换器在设计时采用一种无桥 Boost 型变换器代替传统的有整流桥的 AC/DC 变换器，消除整流桥损耗，同时在控制策略上采用了一种新型的非线性的控制方法即单周期控制，使输入电流正弦化，提高设备的功率因数；后级降压环节采用基于移相全桥 ZVS-PWM 变换器，目的在于减小开关损耗及噪声干扰，提高设备效率。通过两级变换从而整体提高充电桩的充电性能。

本文通过 Matlab/Simulink 仿真工具，对基于单周期控制的无桥 Boost 变换器和基于移相全桥 ZVS-PWM 变换器进行了仿真实验。APFC 的仿真波形证明了基于单周期的控制策略可以有有效的对无桥 Boost 变换器进行功率因数校正，提高设备效率；后级降压电路的仿真波形表明基于移相全桥 ZVS-PWM 变换器可以输出符合要求的稳定直流电。从而验证了本文提出的基于单周期无桥变换器的充电桩的拓扑结构可以为电动汽车进行高效率的充电。

**关键词：**电动汽车充电桩；无桥 Boost APFC；单周期控制；全桥谐振变换器



# Design of Electric Vehicle Charging Pile Based on One-Cycle Control Bridgeless Converter

## Abstract

Traditional vehicles rely mainly on primary energy as the driving force of the vehicle, which produces serious pollution of the urban environment, air quality is getting worse and worse. At the same time, the consumption of oil resources is increasing due to the rapid growth of the number of traditional vehicles, resulting in pollution will be even worse. only from the source of governance, changing the energy structure, can the environmental problems and the shortage of oil resources be effectively improved. In recent years, as advocated by the low-carbon economy, the new energy electric vehicles have been growing, and gradually become the mainstream direction of the development of the vehicles industry in twenty-first Century. The electric vehicle charging pile is the most important part of the new energy automotive industry chain, so the development of charging pile has become particularly important.

The charging pile of electric vehicle is a kind of control device which transforms AC power into stabilized direct current and charges power battery for electric vehicles. In this paper, a two stage electric vehicle charging pile topology based on AC/DC converter and DC/DC converter is designed. Its working principle is to carry on the commutation, the filtration, the active power factor correction to obtain the high quality, the smooth stable DC power, Then the DC/DC converter is used to convert the stable DC power to the high frequency pulsating DC, after high frequency transformer step-down and then rectified and filtered to form a stable DC power to meet the requirements. In order to maximize the utilization of electrical energy, the former stage AC/DC converter is designed using a bridgeless Boost converter instead of a conventional AC/DC converter with a rectifier bridge to eliminate the rectifier bridge losses, at the same time, a new nonlinear control method, namely one-cycle-control, is adopted to improve the power factor of the equipment. The phase shifted full bridge resonant converter based on ZVS-PWM is used to reduce the switching loss and noise interference and improve the efficiency of the device in the step-down link. Through the two stage transformation, the charging performance of the charging pile is improved.

In this paper, the Matlab/Simulink simulation tool is used to simulate the bridgeless Boost converter based on one-cycle-control and the phase shifted full bridge resonant converter based on ZVS-PWM. The simulation waveform of APFC proves that the one-cycle-control strategy can effectively improve the power factor correction of the bridgeless Boost converter and improve the efficiency of the equipment; The simulation waveforms of the step-down circuit show that the phase shifted full bridge resonant converter based on ZVS-PWM can output the stable DC power

that meets the requirements. Thus, the topology of the charging pile based on the one-cycle-control bridgeless converter is verified, which can effectively charge the electric vehicle.

**Key words:** Electric vehicle charging pile; Bridgeless Boost APFC; One cycle control; Full bridge resonant converter

**Candidate:** Liu Dong

**Specialty:** Electrical Engineering

**Supervisor:** Associate Professor Zhang Xihai & Gu Xiuchen

# 1 前言

## 1.1 研究背景和意义

随着我国经济和工业技术的快速发展,我国在汽车领域取得了举世瞩目的成就,由此我国的汽车市场也从无到有,从小范围到大规模,从国外引进到自主研发制造,发展的速度与规模都是前所未有的。根据我国相关部门发布的最新消息,2014年中国汽车产业的销售量大约为2350万辆,较上年同期增长6.9%,连续六年来在全球销售量中都蝉联第一。然而,我国又是一个有着14亿的人口大国,所以每天每时每刻消耗大量的原油能源,以照我国目前现有的可以利用的能源资源,总会有消耗殆尽的一天。所以我们应该加快研发可持续能源、清洁能源,缓解能源压力<sup>[1-3]</sup>。

根据我国《中国能源发展报告》的有关统计的数据预计显示,中国原油市场总需求量在2010年大约为4.4亿吨,同时我国石油资源的需求量逐渐增加,到2020年、2030年国内所需的石油量分别是5.3亿吨和6.5亿吨。而以我国现存的石油量来说,我国石油开采量从2015年开始开采速度就已经逐渐减产,石油的开采量已满足不了工业的需求。由此到2020年我国石油资源对外依存度也逐步上升到,将达到65%。这就说明我国所需的石油资源需要大量的从国外进口,而且进口量将逐渐增大,对外的依赖程度也越来越强。世界的石油价格的变动会给各国的政治经济带来严重影响,从而导致各国社会动荡不安,增加了区域的不稳定性。这对我国的经济和工业的发展无形中增加了许多不确定因素。甚至会影响我国工业技术革命的加快发展<sup>[4]</sup>。

与此同时,传统汽车销量大幅增长的同时也带来了许多负面的影响,例如过量的尾气排放造成空气污染问题。传统的汽车依靠石油驱动,石油作为汽车的驱动能源时会产生废气。过量的汽车尾气排放妨碍了城市的生态文明建设。例如,环境恶化、雾霾多发,二氧化碳大量导致温室效应,使城市的温度升高。同时还会造成空气中臭氧含量过高,究其原因就是汽车尾气的过量排放,传统汽车以石油为动力资源,其在消耗了大量宝贵资源的同时,排除了大量的气体,影响人们的正常生活与身体健康<sup>[5]</sup>。这些气体是污染空气的罪魁祸首之一,近年来逐渐增多的雾霾天气也跟汽车尾气有着紧密的关系。传统汽车造成的污染正迫使人们寻求一种清洁的代替能源,而且人类对环境与资源的可持续利用的意识逐渐提高,寻求一种清洁的能源代替现在的一次性能源也有利于我国社会的长远发展。因此新能源汽车的产生与推广是必然的也是必须的。

为了实现建设资源节约和环境友好型社会的目标,我国政府制定了许多与之相关的可行的方针政策。在我国大力倡导节能减排的大背景下,我国的许多科研工作者花费大量的人力、物力、财力专注于新能源充电技术和新能源汽车充电桩的研制。在2016年2月24日,我国重拳出击,亮出长剑,连续发布五项有力的重要措施支持新能源汽车产业的发展与壮大。中国政府出台了一系列好的政策,例如通过督促完善政府财政补贴等来助推动电动汽车相关产业发展,同时提倡与鼓励商业资本进入充电桩的建设运营市场进行投资,推动电动汽车相关

配套设施的快速发展。根据国家对电动汽车等设施的发展目标与规划,我国将在 2020 年前加大其配套设施的建设,集中式充换电站和分散式充电桩的规模还将继续扩大,总体数量将分别要达到 1.2 万座、480 万个。而目前我国充电桩的发展状况为公共电动汽车充电桩仅建成了大约 4.9 万个,与发展目标的数量相比,巨大的数量差异一方面显示出新能源汽车及其配套充电桩的发展的不均衡,相关配套设施还需要加快建设;另一方面也表明了市场的巨大机遇所在。预计到 2020 年我国奋斗目标是国内充换电站数量和充电桩的数目分别达到 1.2 万个、450 万个。如果以充电设施的市场均价计算,其单价充电桩将达到 2 万元/个计算,充电站 300 万元/座计。这些数据表明充电桩的需求量在逐渐增大,电动汽车产业的市场前景潜力巨大。电动汽车充电桩的发展有利于解决新能源汽车普及与推广阻碍大的问题,新能源汽车的发展对我国的城市环境及生活质量的改善有重大意义<sup>[6-7]</sup>。

(1) 它可以缓解我国能源资源缺乏的压力。

我国所面临的能源危机主要指以石油为主的一次性能源,从产量、消费力度、进出口依赖程度来看,我国的能源需求压力逐渐增大。新能源汽车及充电桩的发展使得我国发展的汽车不在依靠石油资源为动力,如此我国的工业技术革命及经济稳定问题也不会在因为油价的波动而受到较大的影响,我国一次能源资源需求量短缺的压力就会得到明显的缓解。

(2) 它可以净化空气质量

众所周知,化石能源消耗的减少,尾气排放量自然就会减少,大气污染也会减轻。用清洁能源代替石油作为驱动电动汽车的动力,可以减少汽车尾气的排放,甚至达到零排放,自然就不会污染空气质量。根据相关部门提供的数据显示,与传统的汽车耗油量相比,电动汽车每行使 5000 米,二氧化碳的减排量约为 20 克,颗粒物的减排量大约为 2 克。由此可知电动汽车及充电桩的发展对汽车尾气排放造成的污染是最直接、最有效、最关键的方法。

(3) 它有助于促进智能电网的发展

新能源电动汽车的驱动动力来自于清洁能源即电网的电能,电网在设计时是以最大负荷功率来计算的,而电能的一个特点是不能存储,在用电低谷时如傍晚时刻,人们在休息时用电量较少,这样就会造成电能的浪费。而电动汽车正好在小区内利用夜晚的时间在用电低峰期将发电厂发的电通过充电桩储存于在新能源车的动力电池车中。电动汽车与智能电网的相互配合,可真正实现电能资源的合理、高效利用。随着我国相关技术的深入研究与完善,即智能电网技术、充电电池制造技术,电动汽车被视为新型的清洁的储能装备,在未来电网的规划中,是不可或缺的一部分。通过改善电动汽车充放电基础设施对抑制电网负荷峰谷波动、谐波污染问题,这对提高电网运行效率有着十分重大的意义<sup>[8]</sup>。

## 1.2 电动汽车充电桩的发展现状

新能源汽车产业的发展潜力是巨大的,是产业转型升级的关键所在。它以零排放、零污染等优势受到各国重视,目前对电动汽车的研究主要涉及国家相关政策支持、充电技术支持、能源供给模式的选择等多个方面。这些关键技术的研究程度与深度成为电池汽车充电桩发展的关键。

首先是相关理论技术支持。我国一直花费巨大的人力、物力与财力研究新能源汽车,经

过十几年的研究，我国电动汽车的研发取得了明显的进步。电池技术的研究成为电动汽车发展的核心，让电动汽车成为了现实。中国有全球先进的电池技术，电池的生产规模也很大生产电池的材料如锂也较丰富，即使大规模生产电动汽车我国仍然可以燃料电池上保持自给自足；再者国家政策的大力支持，我国大力提倡新能源电动汽车的发展，将新能源汽车及其配套设施的建设推向市场化，为电动汽车产业化提供了现实依据。

### 1.2.1 国内发展现状

作为一种绿色交通工具，电动汽车的发展将越来越快，未来的市场前景将是巨大的，在全球能源危机严重的大背景下，中国政府积极推动新能源汽车的应用和发展。由此充电桩的发展进入了一个崭新阶段。

首先是电动汽车与充电桩的发展速度不一，数目配比失衡，充电桩的建设的步伐需要加速。国内新能源汽车已经进入了普及阶段，但与新能源汽车的数量相比，充电桩的建设却相差甚远，截止 2015 年底国内才建成充电桩 5 万个，从新能源汽车与充电桩的数目配比来分析，充电基础设施建设的缺口较大。充电桩的建设的巨大缺口对新能源汽车的推广形成了阻碍，充电桩的建设步伐需要加速来满足新能源汽车数量增加。

其次充电接口标准不一，需统一充电桩的充电接口标准。国内的充电网络面临的问题是充电接口不一致，充电对象单一，各个生产厂家采用不同的接口标准。充电设备的兼容性也是一个不可忽视的问题，不同生产厂家可能按照不同生产标准，生产出规范不同的充电桩，如此每个厂家生产的充电桩只能适配特定的新能源汽车，在一定程度上，兼容性问题限制了充电桩及新能源汽车的发展，同时也会降低设备的利用率。为了解决这个问题，我国相关部门通过开专家会以，达成了一致意见，统一了电动汽车充电接口及通信协议标准。新标准对充电接口标准不一问题进行了全面的系统的规范，有效改善了兼容性问题，使得交直流充电接口结构与原有标准兼容。所以出自不同生产厂家的电动汽车充电桩品牌不一，它们的制造标准不一，但不论对任何一个新能源汽车进行充电，都可通过兼容适配。

在我国大型国企集团的纷纷参与下，深圳已经成为首批新能源试点城市。深圳已经率先建成各类新能源汽车充电桩、公务充电桩、社会公共慢速充电桩分别为 3000 多个、13000 个、10000 多个。数据显示，我国多个城市也相继实行新能源汽车的推广，例如天津市新能源汽车保守估计已经超过了达到 4 万辆。这些新能源汽车分布在公交领域、邮政与城市物流领域等，这些领域由于工作性质的问题，每天运输工具需要大量能源，而新能源汽车推广对天津市城市建设的关键，为配合新能源车的推广，天津市政府大量推广电动汽车充电桩的建设，到 2016 年年底，天津市充电桩的数量已经超过 4700 个。此外，为了继续推进和完善天津市电动汽车充电设施，2017 年天津市将新建高速公路、城市核心区建成不大于 3 公里充电服务网络，同时继续增加充电桩数目大约 1900 个，各种充电站约 100 多座，满足新能源汽车出行或旅途的方便，来达到因汽车污染而导致的城市生态文明建设。

云南省昆明市是一个极具发展优势的旅游城市，由于人口流动量大，云南省也被视为新能源汽车推广的重点城市。在云南政府的大力倡导下，经过数年时间的推广，昆明市的电动汽车的数目已经达到一定规模，但充电桩等配套设施建设仍然滞后。近两年，昆明市累计建

或在建充电桩的数目约为 700 个。根据昆明市政府的规划目标,到 2020 年,昆明市将建设包括公交专用快速充电站、卫专用充电站、物流专用充电站、城市公共充电站等大约 122 座,同时还将扩建分散式充电桩大约 36000 个,可在未来 5 年满足新增电动汽车的充电需求。我国还有许多省份如江苏省、广东省等也都大力发展了新能源汽车以及充电桩。使其在各个城市随处可见。随着新能源充电技术的研究与提高、企业投入资本的增加以及政府出台的相关政策的扶持,新能源电动汽车行业必将会迎来一个跨越式发展。随着电动汽车在人们生活中的受欢迎程度加大,充电桩与电动汽车数量不匹配的问题也逐渐暴露出来,这也表明电动汽车及其相关设施的建设是一个巨大的潜在市场。后续充电桩的建设将会朝着大规模的方向进行,为新能源汽车的产业的推广与普及做好辅助,这将给各国带来新的发展机遇。

### 1.2.2 国外研究现状

自上个世纪 70 年代,欧亚工业发达国家例如美国、日本等就率先开始了对电动汽车的探索,成为这个行业的领军人物。各个国家都出台了相关的措施及优惠措施引导其自己的国家发展新能源电动汽车。目前,在电动汽车技术较领先的国家有美国、日本、荷兰、法国、加拿大等国家,它们都建立了主要以充电桩为主的电动汽车充电设施。在日本,日本政府制定了补贴政策,根据公司和个人安装充电桩的数目给予补贴,花费大量的人力、物力、财力大力发展充电桩基础设施的建设,由此日本的加油站数目因其新能源汽车的增加而不断的减少,这些新能源汽车包括电动汽车、清洁动力汽车、插电式混合动力汽车等。目前在日本,已经建立了千余座清洁充电站。同时,在有新能源汽车的家庭里,多数人会在家里安装一个纯电动汽车充电桩,利用夜晚的时间错过用电高峰期来来给汽车充电,这样既避免了电能的浪费也省去了寻找加油站的麻烦。在法国,家庭式充电桩已经成为一道亮丽的风景,人们在家就可以为电动汽车充电。法国生产的电动汽车在欧洲销量最高的。法国人口、汽车存量分别为 6600 多万、3800 万,公共充电桩一万个。其充电桩的覆盖率在世界上数一数二。归究其原因主要是由于法国政府在充电桩的建设方面的高度重视,比如通过减免税收的政策来鼓励公司投资充电桩建设,将其推向市场化,使得充电网络越来越发达,覆盖率越来越大。荷兰素有自行车王国之称,有人口、辆自行车的数量分别为 1600 多万、1800 万,自行车的数量已经比人口的数量多。自 2011 年开始,荷兰政府也出台了通过减免各类税收政策以及建设公共充电桩等政策,加大力度推广与普及电动汽车。在荷兰政府的大力推动下,荷兰电动汽车的数量已经达到了 21 万辆,占汽车总量的四十分之一。新能源汽车的盛行离不开各个国家的大力支持。

但是电动汽车充电桩在发展的过程中还存在着许多技术性问题需要攻克与解决。其一由于谐波污染问题,电网三相交流电流和电压质量下降,导致了低的充电效率。充电桩在给电动汽车充电的过程中,随着新能源电动汽车的普及与推广,当某一地区有大量的充电桩同时对电动汽车进行充电时,由于区域突然大量负荷的增加打破了原有的电力负荷供应的平衡,会造成区域性电网负荷供电的较大波动。电动汽车充电桩的使用寿命因此会受到电网电压的不稳定而缩减。同时,会产生电磁干扰(EMI)在充电桩工作过程中是不可避免的。一些安装在充电桩上的敏感电子设备例如通信模块、计费模块、显示模块等会由于 EMI 的存在而产生

生很大的干扰以至于影响其正常工作。同时充电桩还需要满足电磁兼容性，因为在正常的工作过程中，由于电动汽车电池型号不同，以及同一电池在不同电量状态下进行充电时，负载的状态都或多或少都会存在一定的差异。这些问题的存在使得通过充电桩的电压质量较低，不能满足充电要求。因此充电桩还必须具有好的抗干扰性。

其二是充电效率低下，电能利用率因此较低。由于电动汽车研究还处于发展阶段，目前电动汽车普及的主要瓶颈是以充电桩为主的充电设施建设不完善。充电桩充电机理的一般结构是由两部分构成即 AC/DC 部分和 DC/DC 部分。首先交流市电，在经过整流桥整流后，经过简单的滤波后将输出的直流电压送入 DC/DC 转换器，最后得到稳定的谐波含量较小直流输出电压。首先由于整流桥的存在，交流电在进入整流桥时，整流二极管会存在通态损耗以及开关管中会有开关损耗。其次在过去，传统的基于 PWM 方式控制的 DC-DC 变换器基本工作于硬开关状态的，半导体开关器件在开通或关断时承受较大的电压应力而产生损耗。变换器的开关损耗与开关频率有着密切的关系，开关损耗会随着开关频率的增大而增大，变换器的效率也就因此会降低，最终会严重影响了电能利用率。

合理的拓扑结构和最优的控制策略对弥补上述提及的电动汽车充电桩的一些缺点是至关重要的。只有拓扑结构选择合理的和控制算法应用得当，高效率的电动汽车充电桩才会成为可能。当今，由于无桥的拓扑结构省略了整流桥，大量的科研关注于无桥结构的拓扑。如何最大化提高无桥 PFC 的转化效率自然也成为科研者关注的焦点。由于无桥 PFC 省去了整流桥，在导通的路径上需要极的二极管的数量极少，因此低通态损耗和高转化效率是其显著的特点。目前提出的拓扑结构有许多种，主要包括降压式 (Buck)，升降压式 (Buck-Boost)，升压式 (Boost) 等。其中以无桥 Boost-PFC 最为突出，它具有充电损耗低、功率因数高、噪声污染小的优势，成为各种电力电子装置首选的对象。一般 Boost 变换器通常在其输出端附加了一个 DC/DC 变换器，应用两级结构对电能进行功率校正，使得充电桩不仅能够完成一般电动汽车充电桩的基本功能外，还具有通用性的特点。目前，电动汽车充电桩的拓扑结构多采用两级式 AC/DC 变换器和 DC/DC 变换器相互配合的设计结构，即 220V 交流电经无桥 APFC 校正电路后再经过 DC/DC 变换器，输出满足电动汽车充电电池需求的电压。

## 1.3 本文研究内容

本文针对目前国内新能源电动汽车充电桩在为电动汽车充电过程中暴露出来的一些不足之处加以改进，设计了一种基于单周期无桥 PFC 变换器的电动汽车充电桩拓扑结构。

### 1.3.1 本文的主要内容

本文主要从电动汽车充电桩的拓扑及 PFC 控制算法的选择和效率的分析两方面着重进行研究，为电动汽车选择了合适的 AC/DC 拓扑和控制策略以及 DC/DC 降压拓扑结构。

1、针对电动汽车的充电原理，对众多的无桥 PFC 拓扑结构进行了比较与分析，重点分析了其优缺点，最后充电桩功前级电路即功率校正电路选择了基本无桥型的 Boost PFC 拓扑。

2、针对在给电动汽车充电的过程中，充电的不稳定性包括输入电压扰动、负载波动这两个问题，通过比较功率校正中的一些控制策略的优缺点如峰值电流控制算法、平均电流控制

算法、单周期非线性控制算法和滞环电流控制算法等，最后经过分析比较，本文确定了单周期控制算法作为本方案校正电路的主要控制算法，确保输入电流的正弦化。并对其前级、后级电路分别进行了仿真实验，验证其性能的高低。

3、针对充电桩的后级变换器中开关管的开关损耗采用了基于移相全桥 ZVS-PWM 软开关技术的变换器，并对软开关技术加以详细的介绍与分析。

### 1.3.2 本论文的结构安排

第一章，绪论。主要介绍电动汽车充电桩的研究意义与目的和它的市场前景，然后阐述了电动汽车充电桩的国内外研究现状、实现方式等。

第二章，主要介绍了充电桩的整体方案设计。包括功率级数的确定以及各部分的功用和软开关技术的选择。

第三章，前级 AC/DC 拓扑结构的设计。主要介绍了 PFC 拓扑结构的选择，以及本文中使用的无桥 Boost PFC 的工作原理，以及控制策略选择及原理介绍分析。

第四章，后级电路的拓扑结构的设计。主要介绍了 ZVS-PWM 变换器的工作原理。

第五章，仿真分析。通过 Matlab 软件建立仿真模型，并对前级基于单周期控制的 APFC 电路，以及后级 DC/DC 变换器分别进行了仿真分析验证本文提出的拓扑的优点以及其可行性。

第六章，总结与展望。主要介绍本文设计的充电桩中还存在的某些不足，以及对未来电动汽车充电桩的进一步改进措施提出一些建设性的意义，以及对它的发展前景的展望。

## 1.4 本章小结

本章节主要介绍了本文课题研究的目的是它的现实意义以及当前它在国内外相关领域的研究现状，并总体阐述了本论文课题研究的主要内容。电动汽车是现代科技进步的重要体现，也有利于环境的保护，降低空气污染。本课题就针对目前电动汽车充电桩的发展水平的不足，研究并设计了一种高效的电动汽车充电桩拓扑，利用单周期控制的技术，有效的对电动汽车的有源功率因数进行了校正，以及采用移相全桥谐振变换器充分的低损耗、高功率密度的降压环节，从而整体上提高电动汽车的充电桩的效率。



## 2 充电桩的整体结构设计

本章主要根据我国电动汽车规定的充电要求、标准和它的充电原理，详细的设计了本文的电动汽车充电桩的整体拓扑结构。充电桩的整体系统的性能取决于充电桩主功率回路的拓扑结构选取，整个充电系统的性能好坏与主电路拓扑的选择有直接的关系。如果主拓扑选择得当，充电效果就会达到良好的效果。电动汽车的整个充电过程是要完成实现电压与电流的两级变换即交一直变换、直一直变换。本章依据电动汽车设计要求对各级电路的拓扑结构进行了选择，并在其基础上进行了改进。电路结构采用两级功率变换结构 AC/DC 和 DC/DC，它的工作原理是先将 220V 交流市电进行整流、滤波、功率因数校正形成稳定的直流电，再经过降压变换器(DC/DC)转换将其转成低纹波的满足要求的直流电。本文在分析了现有的科研工作者提出的各种变换器拓扑结构，了解了其适用范围以及其各自的优缺点，最终选择了采用基于单周期控制的无桥 Boost 型变换器，用于减小充电过程中的充电损耗，提高设备的功率因数，后级采用移相全桥 ZVS-PWM 谐振变换器，使桥臂上的四个开关管依次处于各自的工作状态即在零电压下开通，零电流的状态下关断。

### 2.1 充电桩的设计要求

随着我国制造技术和经济的快速发展与崛起，大多数家庭都可以支付得起汽车，因此对于电动汽车拥有的家庭用户数也相应的倍增，国内众多汽车领域的公司也相继推出了自家各具优势的电动汽车品牌，而这些汽车企业给消费者提供的电动汽车充电方式也以小区充电桩为主，为了更好的推广和普及这一举措，国家相关部门推出了统一的电动汽车权威标准，对电动汽车充电桩的额定输入电压和输入电流、输出电压、输入频率范围、输入功率因数等都作了明确的规定，本文设计的电动汽车充电桩是基于以上参数的，故满足电动汽车行业标准要求。充电桩的设计要求如表 2-1 所示。

表 2-1 充电桩的设计参数

Tab.2-1 The designing parameters of charging pile

	交流充电桩	直流充电桩	工作环境
额定电压	380VAC $\pm$ 25%	AC 220V $\pm$ 25%	相对湿度: 5%~ 95%
额定频率	50 HZ $\pm$ 5%	50HZ $\pm$ 1Hz	工作温度: -20°~ 50°

### 2.2 充电桩的功率级数的确定

电动汽车充电桩要求是质量轻、体积小、高效率，一般的线性电源由于体积较大、效率低能而不能满足这一要求，因此充电桩就采用开关电源技术。目前开关电源功率变换级数一般可分为单级变换结构和多级变换结构。

#### (1) 单级变换结构

如图 2-1 所示，单级变换结构是将仅有一级 AC/DC 变换器，即将有源功率校正级(APFC)与直-直变换级(DC/DC)融合在一起、合二为一，两级共用一套控制电路和一套开关管，用

单级变换器来实现 APFC 校正的功能。目的是节约生产成本、减少元器件数量和简化控制电路构造等。但是单级变换器通常由于在稳定时占空比恒定，要求 PFC 级的电流能呈现正弦化变化而跟踪输入电压，因此输入电流并不是很标准的正弦波形，PF 值也不是很高且它的电压输出范围小很难实现高效率、高功率因数、低谐波等完美效果。

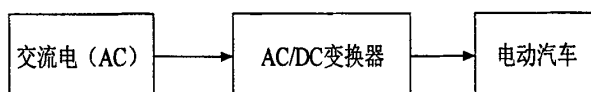


图 2-1 单级变换结构

Fig.2-1 The single stage structure

## (2) 两级变换结构

如图 2-2 所示，两级 PFC 变换器是将变换器分为 PFC 级和 DC/DC 级两个独立隔离的变换器，前级的主要功能是把非正弦的输入电流校正为准正弦波形，使输出直流电压稳定。后级转换器采用 DC/DC 转换器实现输出电压的稳定性和快速调节。PFC 级与 DC/DC 级相互配合从而可以为电动汽车提供质量较好直流电流，即输出的电流稳定、范围较宽、纹波低。与单级变换器最大的不同是，两级变换器的前级与后级是彼此隔离的，每一级分别对应着一套半导体器件和控制检测电路。充电电池通过两级变换可以实现所需的直流输出电压和实现对输出电压的快速调节以便为电动汽车充电。两级变换器因为各自都有自己的一套开关管和两套控制电路，因此相应的增加了成本和电路的复杂度，但两级方案有着明显的优点：

- 1) 功率因数一般都大于 0.99，输入电流畸变率较小（THD 一般在 5%）；
- 2) 控制电路响应快，可以实现快速精确调节和精准稳压的功能；
- 3) 各级变换器可以单独设计和控制，可调压范围大，通用性好。

缺点：电路结构复杂，表面体积大，制造成本高，工作效率低。

虽然两种方案各有自己的优点和不足，但从实用性方面（THD 和 PFC）考虑，两级方案较有优势，两级变换可以输出质量较高的直流电，所以电动汽车的充电桩的拓扑采用两级变换结构较为合适。

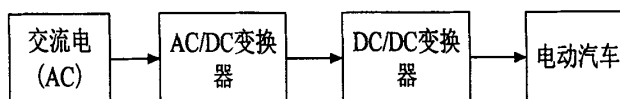


图 2-2 两级变换结构

Fig.2-2 The two stage structure

## 2.3 功率因数校正方案的确定

功率因数校正技术（PFC）可根据不同的分类方式有不同的分类方式。最普遍的分类方式是根据拓扑结构中是否使用有源器件分为无源功率因数校正（PPFC）和有源功率因数校正（APFC）两种。

### (1) PPFC 方案

无源功率因数校正（PPFC）技术的主要特征是电路中有线性的电感和电容等无源器件的

存在，对流入变换器的电路中的电流脉冲进行抑制从而把整流桥的导通时间相对延长。使得其对流入的交流电流有了更加充分的时间进行整流，滤出高频分量，自然就降低了电路中的谐波含量。这种方案地主要优点是于不用考虑检测电路，故整体设计简便，其次性能稳定可靠，如图 2-3 所示。它的主要缺点是：

- 1) 电感和电容的理论设计值较大，导致整体的结构体积较大，电路较笨重，金属耗材多，价格较贵。因此一般只适用于对体积和重量要求不高的场合。
- 2) 抑制效果不稳定，时好时坏，随工作条件的变化而变化；
- 3) 谐波的含量超过限值即比理论设计值大，对电力装置造成严重的损失，例如会造成滤波装置过载等；

由于 PPFC 技术采用无源器件电感和电容进行滤波，工作性能好坏与频率及输入电压变化有密切的关系，因此比较适合于小功率场合。

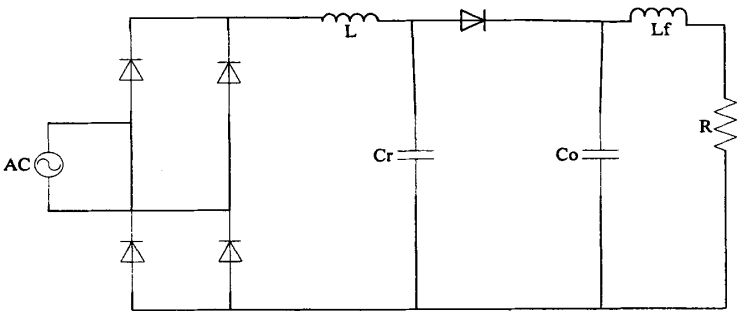


图 2-3 PPFC 电路

Fig.2-3 PPFC circuit

(2) APFC 方案

APFC 变换使输入端电流波形跟踪交流输入电压波形，从而使输入减小电流的 THD 值，功率因数得到更大的提高。由于此方案在设计时使用了一些有源线性器件对输入电流进行有源滤波，故称为有源功率因数校正。图 2-4 所示是两级 APFC 结构的示意图。

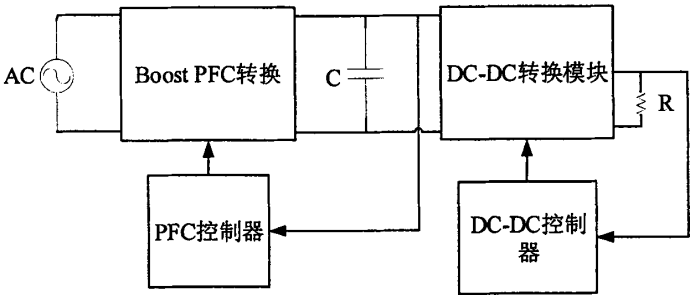


图 2-4 APFC 结构图

Fig.2-4 APFC structure

有源功率校正（APFC）技术抑制电路谐波污染，提高功率因数效果最明显。有源功率校正的任务是：

- 1) 在负载恒定时，使输入电流正弦化；
- 2) 稳定输出电压；
- 3) 对负载的扰动能快速反应，对噪声污染敏感性较强；
- 4) 在不确定性情况下时，保证系统的鲁棒性。

它的优点是：

- 1) 能得到几乎接近于 1 的高功率因数，THD 较小；
- 2) 可在宽输入电压和频率下工作；
- 3) 体积小、重量轻。

缺点是：电路复杂、成本高、EMI 略高。

PFC 校正的 AC/DC 有三种形式即无源功率因数校正、有源两级校正和单级校正方案，它们的性能比较如表 2-2 所示。

表 2-2 校正方案的比较  
Tab.2-2 Comparison of the PFC schemes

项目	PPFC	两级 APFC	单级 APFC
THD	高	低	中
FC	低	高	中
效率	高	高	低
体积	中	大	小
重量	重	轻	轻
电容电压	变化	恒定	变化
控制电路	简单	复杂	简单
器件数目	少	多	中
设计难度	简单	中等	复杂

通过以上各项目列表的对比，可以清楚的看出上述三种方案虽然各有自己的特点，但两级 APFC 方案可弥补其他两种的不足，在某些比较项中具有比其它两种方案好的特点，具有较好的综合性能，并且在负载波动大的情况下仍然可以很好的正常工作，因此在开关电源中得到广泛的应用。因此本文也使用两级式结构的 APFC 功率因数校正技术。

2.4 充电桩的整体结构设计

电动汽车充电桩的分类方法多样。例如以电源的性质可以分为交流充电桩和直流充电桩。交直流充电桩的不同在于：交流充电桩给电动汽车动力电池充电的输入是交流电，而直流充电桩则是采用直流电为电动汽车动力电池充电。市场出现的电动汽车一般采用直流充电桩，电动汽车直流充电桩的一般原理结构如图 2-5 所示。交流市电，经整流桥电路后变成直流电之后送到高频 DC/DC 功率变换器，经过直-直变换后输出所需的直流电压为电动汽车充电。充电桩的拓扑电路从构造的设计上看，可分为两部分即变换电路和系统的监控电路部分，变换电路主要包含桥式整流与滤波、输出直流降压等步骤，监制回路包含两级变换主回路的控

制与检测电路设计<sup>[9]</sup>。

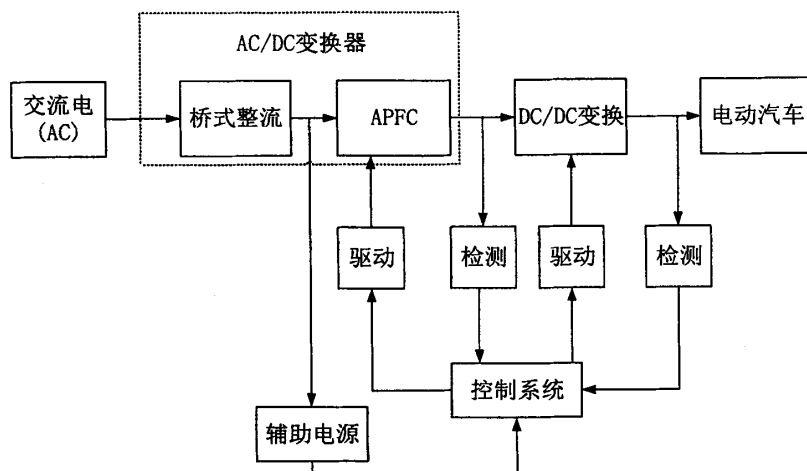


图 2-5 传统充电桩的结构图

Fig.2-5 The conventional structure of the charging pile

图 2-5 各环节都有其重要的作用，具体如下：

- (1) 整流环节:对输入到功率变换器的交流电进行滤波，使得从前级输出的电流为平滑的电流。
- (2) 输出直流降压部分:将前级输出的稳定直流电变换为电动汽车动力电池所需要的高质量直流电压。
- (3) 输出滤波:滤除最终要给电动汽车充电电流的高频杂质分量，避免在工作中给负载制造干扰因素，导致电能质量下降，充电效率低下。
- (4) 控制与检测系统:主要是对前后两级输出的参数值即电压和电流进行检测，并将其与参考值进行比较，使其产生适宜的占空比来调控输出的直流电压。

本文依据电动汽车的充电原理可知，电动汽车的整个充电的过程，开关管和二极管中都存在两种极大的损耗：通态损耗、开关损耗。其中第一级变换器中的损耗除了存在于开关管和普通二极管外，最为重要的损耗存在于整流桥中。功率级别的越高和电流的越大，整流桥的通态损耗就越大整流桥中的损耗在整个变换器中的损耗就越大。为了减少充电过程中的功率损耗，功率变换器的第一级变换采用无桥 Boost PFC 结构<sup>[10-12]</sup>。后级变换器的结构则采用全桥谐振的 DC/DC 降压变换器结构。交流电在改进型的无桥 PFC 电路中被校正之后，将输出的直流电再通过谐振全桥的 DC/DC 级电路。

改进的电动汽车充电桩结构整体结构如图 2-6 所示。

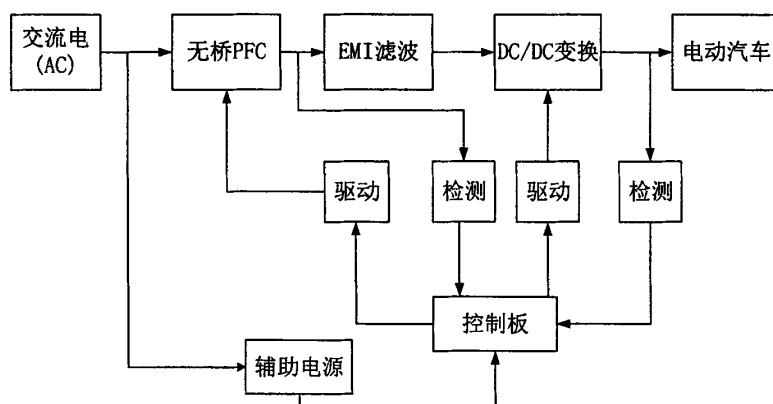


图 2-6 改进的电动汽车充电桩结构

Fig.2-6 Improved electric vehicle charging pile structure

## 2.5 本章小结

本章对电动汽车充电桩的整体结构中每一环都做了详细的分析，让我们对充电桩的工作原理了解更加透彻，针对充电桩的基本原理，对各级结构的功能进行了叙述，为后面章节的各级结构的选择与设计作好前期准备。

### 3 前级结构的设计

第一级变换器 AC/DC 的主要任务是完成功率因数校正。功率因数校正主要是针对交流用电设备（感性负载、容性负载）的电压和电流不同步问题，提出的一种可行的解决办法<sup>[13]</sup>。一般的通过整流桥的电压是标准的正弦波，但由于各种情况如电磁干扰等因素等导致电流波形却不像输入电压那样呈标准正弦波形，它发生严重的畸变，使开关电源的输入功率因数下降。因此必须对畸变的交流输入电流进行有源功率校正，来达到提高功率因数的目的。

#### 3.1 功率因数校正的概念

功率因数校正这个概念出自于电工学课程。当交流电源在给负载提供电压时，虽然负载电流也是正弦的，但其会滞后或超前输入电压一个角度  $\varphi_1$ ，在电工学中，功率因数的定义为有功功率与视在功率的比值，如下边的公式所示：

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1}{U_R I_R} \quad (3-1)$$

式中  $P$  ——有功功率；

$S$  ——视在功率；

$U_R$  ——电网电压有效值；

$I_R$  ——输入电流有效值；

$U_1$  ——输入电流基波有效值；

$I_1$  ——输入电流基波有效值；

$\varphi_1$  ——基波电流与电压的相位角之差。

在 AC/DC 变换器中，由于存在于整流桥中的二极管是非线性的，尽管输入电压是呈正弦波形的，但是输入电流已发生了畸变，同时相位也发生了改变。因此再用  $\cos \varphi_1$  来表示功率因数已经不再合适，必须要将畸变因素考虑在内：

畸变输入电流，其有效值为各次谐波有效值的平方和然后在开方即

$$I_R = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \cdots + I_n^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^n I_k^2} \quad (3-2)$$

因为电网电压为正弦波故有  $U_R = U_1$ ，式 (3-1) 就可以改写成

$$PF = \frac{I_1}{I_R} \cos \varphi_1 = \xi \cos \varphi_1 \quad (3-3)$$

$$\text{其中 } \xi = \frac{I_1}{I_R} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \cdots + I_n^2}} \quad (3-4)$$

$\xi$  表示为畸变因数，其表示的含义是电流波形偏离标准正弦波的程度， $\cos \varphi_1$  表示位移因素，它的含义是基波交流电流与输入电压的相位差。因此功率因数也可表示为畸变因数与位

移因数的乘积。由(3-3)可以看出当 $\xi$ 一定时,功率因数的大小由位移因数决定<sup>[13]</sup>。

为了更加直观的反应交流输入电流的畸变程度,引入谐波畸变率(THD)这个概念,它的含义是表示电路中高次谐波的占比。THD的数学定义式:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{j=2}^n I_j^2}{I_1^2}} \times 100\% \quad (3-5)$$

所以功率因数可以表示为

$$PF = \xi \cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cos \varphi_1 \quad (3-6)$$

实验表明当 $\varphi_1 = 0$ 时,  $THD < 5\%$ 即可控制PF在0.999左右。

由式(3-7)可知,低功率因数较是由交流电流中的高次谐波含量较高造成的。 $\xi$ 随着谐波含量的增加而降低,从而导致功率因数就越低。所以提高电路的PF值通常有两种解决方式:一种是从谐波消除入手,改变输入电流的畸变率,使得总谐波含量(THD)较小;另一种是从输入基波电流和电压间的相位差入手,尽量使二者同步,使其相角差较小,则其余弦值才较大,使 $\cos \varphi_1$ 接近1,从而实现较高的功率因数。

提高功率因数,电能才可以被高效化利用,因此其功率因数较正具有许多重大意义<sup>[14]</sup>:

(1) 高功率因数有利于电网设备利用率的最大化

功率因数的高低意味着在输入总的功率相同的情况下,负载所吸收的有用功的多少,也即电能最终被有效利用了多少。在各种电力电子装置中,加入PFC装置后,电路中谐波污染就会降低,可以最大化的利用电能,节约电能,提供电网设备的利用率。

(2) 高功率因数可以保证电网运行的安全性和稳定性

近年来,另一个重要的导致功率因数降低的原因是电流波形失真。各级电网中如果有高次谐波电流存在会对电网的运行带来危害,例如电压波形畸变、三相电压严重的不对称等。通过有源功率校正之后,电源输入电压范围将会扩大,对不同电压等级的电网电压具有普遍的实用性和适用性。同时通过功率校正器输出的电压为低纹波,平滑的稳定直流电,它可以为今后的电力装置提供一个可靠的电压。

## 3.2 功率因数校正实现的方法

近几年来,家庭电网中的谐波源主要来自于各种电力电子装置,其中整流装置所占谐波量的比例最大。电力电子装置中产生的谐波不仅危害电网,而且会对装置本身造成负面影响,主要有:

(1) 有功功率的利用率下降。由于整流二极管导通的条件是输入电压值比负载电压值大。在不可控整流电路中,网侧的功率因数非常低,一般为0.5~0.7,传输效率低下,使发电厂发的电在输电设备中的运行效率低下,导致发电资源浪费。

(2) 直流侧的滤波电容由于受到较大的尖峰电流而被破坏。

(3) 半导体二极管正向压降增加,开关管承受的应力加大,导致损耗增加。



最有效的解决用电设备谐波污染的途径有两种：

(1) 加入滤波装置（有源滤波器和无源滤波器）以滤出流入电力装置而产生的高次谐波电流。

(2) 从谐波产生的根源出发，改进电力电子装置特性，使之从根本上不产生或产生很小的谐波。以上两种方法相比较，前者是消极的方法，即在装置产生谐波后，在提出解决此谐波的方法；后者是积极的方法，是从谐波产生的原因着手分析使其不产生谐波。因此采用有源功率因数校正技术解决谐波污染问题是最有效的方法。

APFC 技术其基本原理图如图 3-1 所示，有源功率因数校正（APFC）技术的基本思路是：交流电源输入的交流电在整流桥中被整流后，在再 DC/DC 直流变换器中对所得的整流电压进行直流转换和滤波以完功率因数校正。在整个校正的过程中，依靠 APFC 的控制策略，使输入的电自动跟随输入电压的波形，稳定输出电压<sup>[15-17]</sup>。

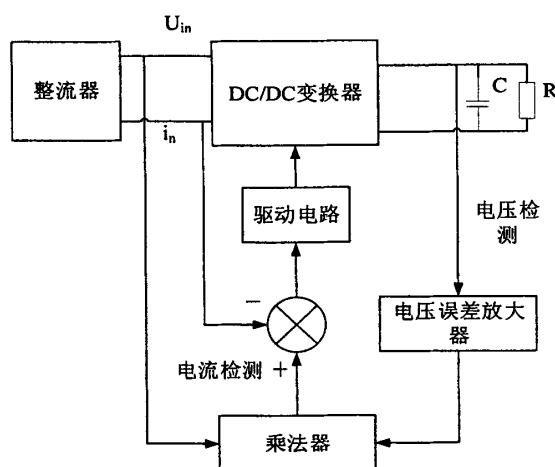


图 3-1 APFC 原理图

Fig.3-1 APFC schematic

从原则上，讲任何一种 DC/DC 变换器都可以完全实现有源功率的校正，都可以作为 PFC 电路拓扑。在校正技术中最常用的六种拓扑结构是：Buck 变换器、Boost 变换器、Buck-boost 变换器、Cuk 变换器、Sepic 变换器、Zeta 变换器。从实用价值方向出发，Boost 电路拓扑作为有源功率校正最为合适，因此应用的最为广泛。下面就以上述提到的最常用、最基本四种电路做简单的介绍、比较与分析，即 Buck 变换器、Boost 变换器、Buck-boost 变换器、Cuk 变换器。

#### (1) 基于 Buck 型的 PFC 变换器

如图 3-2 所示，其为 Buck（降压型）电路的 PFC 变换器的基本电路图。它的特点如下：

1) 该电路只能实现降压功能，无论其工作在断续状态（DCM）或者连续状态（CCM），输入电流都是断续的，在输入电压过零时，由于开关管的硬条件关断将会承受电压应力，输入电流为零，得不到高的功率因数。同时对滤波电路也要求极为严格，需要加大对高频纹波的滤除。

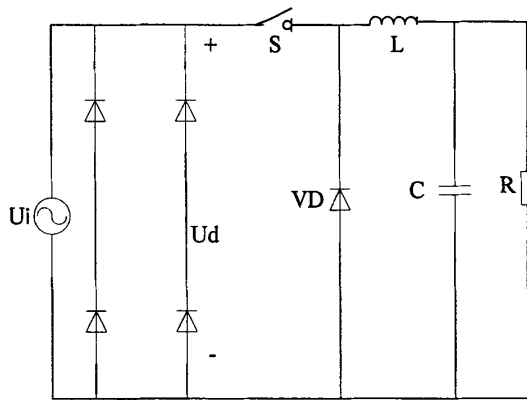


图 3-2 降压电路

Fig.3-2 Buck circuit

### (2) 基于 Boost 型的 PFC 变换器

如图 3-3 所示，其为升压型电路的基本拓扑结构。它的一些显著的特点如下：

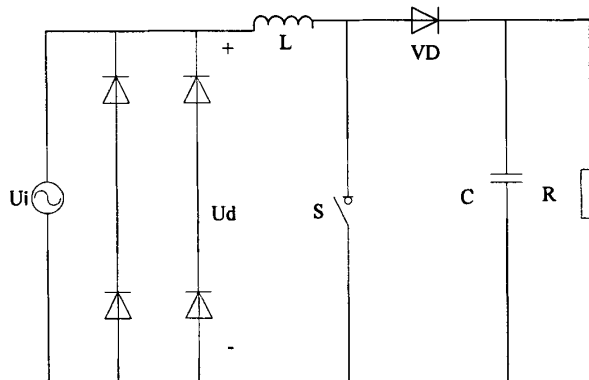


图 3-3 升压电路

Fig.3-3 Boost circuit

- 1) 在实现功率因数校正功能时，只具有升压功能。可保证电路工作在一个平稳的状态。功率开关管导通时 \$L\$ 处于充电状态，关断时放电模式。
- 2) 电感接在交流电源端，滤除掉高次谐波含量，而且电容 \$C\$ 的储能量较大。
- 3) 电路结构简单，造价低，工作稳定。一直可保持较高的功率因数。
- 4) 控制电路较为复杂。

### (3) 基于 Buck-Boost 型的 PFC 变换器

如图 3-4 所示，其为升降压电路的基本拓扑结构，它的特点如下：

- 1) 它同时可实现升压和降压两种变换功能，克服了单一的升降压变换的不灵活性，应用灵活方便。

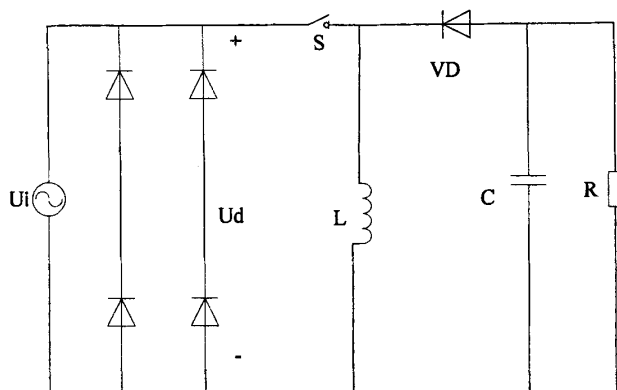


图 3-4 升降压电路

Fig.3-4 Boost-Buck circuit

- 2) 容易实现输入输出之间的隔离，可以得到高的输入功率因数。
- 3) 开关管串联在输入端，电感电流无论是工作在何种模式下，输入电流总是断续的，高频分量较高。开关管因输出电压与整流电压反向而承受电压应力较大。

#### (4) 基于 Cuk 型的 PFC 变换器

如图 3-5 所示，其为 Cuk 型斩波电路基本结构，它所具有的特点如下：

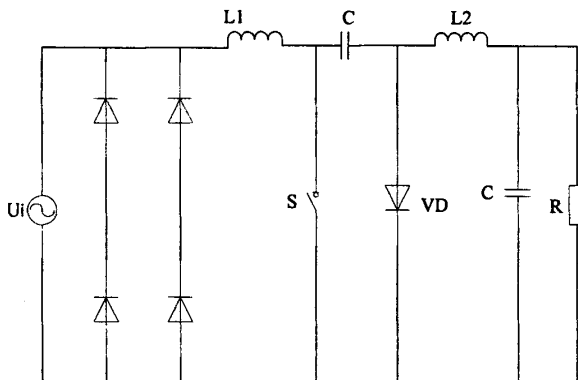


图 3-5 Cuk 电路

Fig.3-5 Cuk circuit

- 1) 它与升降压变换器一样可实现升压或者降压功能。
- 2) 电感上的电流具有不能突变的特性，始终在连续的状态下工作，与开关管的工作状态毫无关联。
- 3) 交流纹波电流值较小，故不需要附加 EMI 滤波器。

通过对以上各种 PFC 电路拓扑结构的介绍，可以得出如果要求低输出电压，低输入功率因数则就可以选择 Buck 变换器；在要求既需升压也需降压或低功率要求的场合应该选择 Buck-Boost 变换器；Boost 变换器具有许多显著的优点，输入电流连续，储能电感也兼作滤

波器抑制 EMI，谐波失真率较小，储能较多能够保证长时间断电状态。因此本文采用 Boost 电路的 PFC 变换器。

### 3.3 无桥 PFC 拓扑结构选择

#### 3.3.1 无桥 PFC 结构介绍

通过以上分析确定了 Boost 电路作为 PFC 变换器的主拓扑结构后，传统的 Boost PFC 在中大功率应用场合应用较为普遍，非常实用。但存在一定的缺陷性，即有整流桥的存在，由于这个缺陷的存在，电路中的整流损耗极大。在以上小节中的介绍中，APFC 电路校正过程中存在的损耗主要包含传导损耗和关断损耗。其中传导损耗主要来自于半导体二极管，开关损耗主要存在于开关管中。随着电压等级的提高，整流桥中的损耗在整个变换器中的比例也就越来越大。为了避免 APFC 中整流桥的存在的缺陷问题，最直接的做法就是将整流桥电路去掉，以无桥 PFC 替代有桥整流电路作为 PFC 技术。针对这一问题，许多无桥 PFC 结构被提出。目前这种拓扑已经取得了突破性的进展<sup>[18-20]</sup>。下面内容将对无桥 PFC 进行介绍。

##### (1) 图腾式无桥 Boost PFC 拓扑结构

图 3-6 所示为图腾式无桥 Boost PFC 拓扑结，无整流桥是该电路结构的最主要、最显著的特点，两个开关管在同一个桥臂上，在每一个开关周期内，仅有两个半导体器件（ $VF_1$ 、 $VD_1$  和  $VF_2$ 、 $VD_2$ ）处于工作状态，因此工作时通态损耗低。在该图腾式拓扑正常工作过程中，输入电源与 PFC 建立联系的唯一通道是二极管  $VD_1$  或  $VD_2$ ，由于这个联系，PFC 相对稳定，共模干扰也就较小。

在图腾式无桥 Boost PFC 电路中，两只开关管（ $VF_1$ 、 $VF_2$ ）的体二极管与有整流桥中的快恢复二极管具有相同的作用。目前多数功率开关管的体二极管反向恢复时间远比单个独立的二极管的快恢复时间长的多，拓扑结构处于电流连续模式（CCM）时，其反向恢复问题也非常严重，效率的提高也必然受到限制。电流断续模式（DCM）或电流临界模式（BCM）没有反向恢复问题，图腾式无桥电路结构工作在这种模式下，能发挥该拓扑结构的最大优势，最大化的利用输入的电流。在对电感电流  $i_L$  进行检测时，检测电路由于需要判断正负周期，同时处于同一桥臂上的两个开关管，由于源极电位不同，必须隔离，进行单独驱动，因此其驱动电路构建较为复杂。图腾式无桥 Boost PFC 的驱动及采样电路复杂，这是其缺点。但因为它能在成本不增加的情况下，能达到与其它的拓扑同样的效果，减小电磁干扰（EMI）。

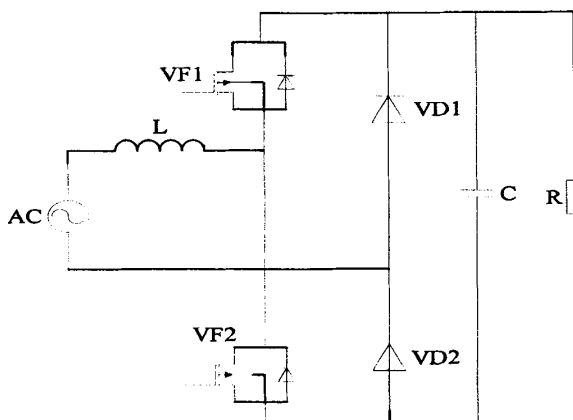


图 3-6 图腾式 Boost PFC 电路图

Fig.3-6 Totem bridgeless boost PFC circuit

### (2) 双向开关型无桥 Boost PFC 拓扑结构

如图 3-7 所示为一种双向开关型无桥 Boost PFC 拓扑结构，它的显著特点是输入电压工作在任意周期内时，仅有两个半导体器件导通，同时  $VD_2$  和  $VD_4$  直接和输出端连接，使输入电源与 PFC 输出建立了联系，从而使输出与开关频率没有任何联系，达到了减小共模干扰的作用。但该电路的缺点是驱动电路的设计较为复杂，因为两个开关管的源极电位不同，必须隔离驱动。而且电感电流的检测电路也非常复杂，同时工作时两只双向开关管由于处于高频的开关状态，其反向恢复问题也十分严重，因此处在 DCM 模式的工态下，双向开关型无桥 Boost PFC 才能被很好的利用。

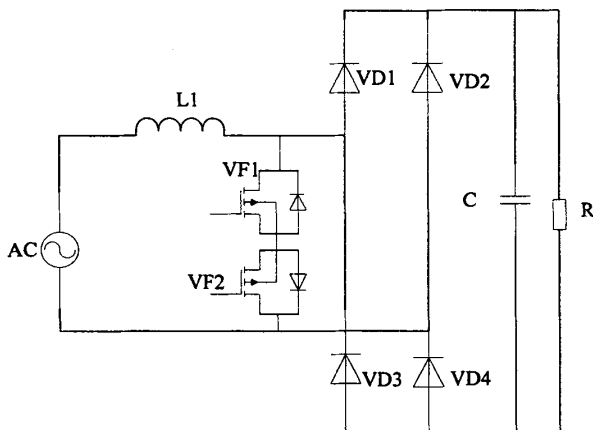


图 3-7 双向开关型无桥 Boost PFC 电路图

Fig.3-7 Bidirectional switching type boost PFC circuit without bridge

### (3) 双二极管型拓扑结构

双二极管型的拓扑结构如图 3-8 所示。

二极管  $VD_3$  和  $VD_4$  是两个快速恢复二极管，在基本无桥 Boost APFC 电路的主电路上加

入此 2 个快恢复二极管就组成了本文提出的新拓扑结构。这两个快恢复二极管的阳极处于同一电位，阴极与输入电源测相连，对于高频交流信号来说，二极管的作用相当于电容，阻抗很小，相当于短路状态。因此在电路拓扑工作的过程中，输入与输出通过二极管处于短路的通态状态建立了联系，这种连接的好处是输出端电压与开关频率再无任何关系，即不再受开

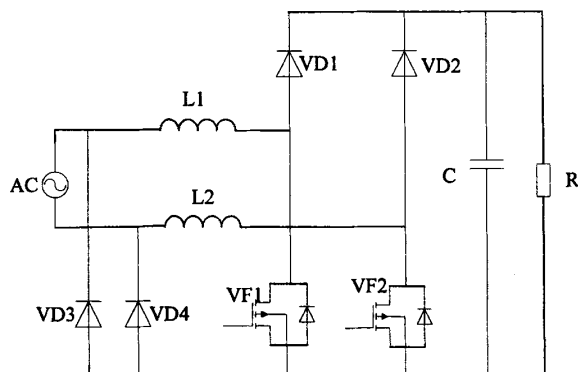


图 3-8 双二极管型无桥 Boost PFC 电路

Fig.3-8 Double diode type bridgeless boost PFC circuit

关频率的限制，同时消除共模干扰。在每一个正负半周期内，开关管导通时，电流的返回路径有两条，开关管关断时导通路径也有两条。第一条导通路径中包含电感，通过  $L_2$  与  $VF_2$  构成回路，电流由此路径返回到电源的另一终端即负极，而另一条是通过  $VD_4$  返回到电源负极。其存在的不足之处是每个电感仅能在半个周期时间内发挥作用，即电感的利用率较低。

#### (4) 本文采用的拓扑结构

本文采用的无桥 Boost PFC 拓扑结构如图 3-9 所示。

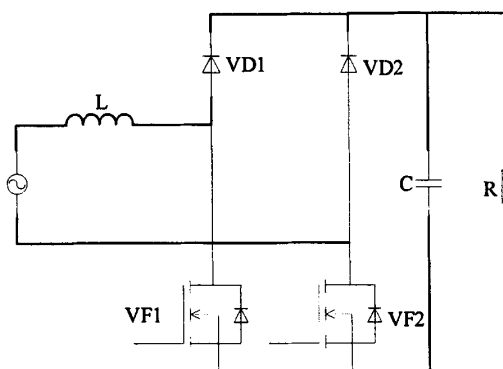


图 3-9 基本无桥 Boost PFC 电路图

Fig.3-9 Bridgeless Boost PFC circuit

从图 3-9 电路拓扑结构中可以看出，无桥 Boost PFC 在处于工作的通路中，仅有两个半导体器件导通，而在传统有整流桥的功率校正结构中，都有三个半导体器件处于工作状态。经过对比表明，在无桥的功率校正拓扑中，结构在整体上使用器件减少，同时在工作通路

中处于工作状态的器件也较少，同时开关管的驱动信号可以使用同一个驱动信号。这种拓扑的优点是二极管中通态损耗较低、导通工作效率高。传统电路拓扑图如图 3-10 所示。

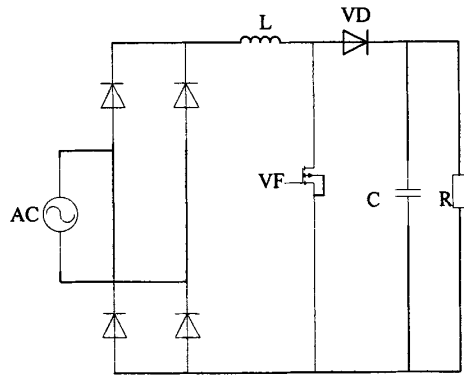


图 3-10 传统 Boost PFC 电路

Fig.3-10 Conventional bridgeless boost PFC circuit

表 3-1 为本文所采用的拓扑结构与传统 Boost PFC 拓扑电路所用的各种器件数量对比表。

表 3-1 两种电路的比较

Tab. 3-1 The comparison of two circuits

拓扑名称	传统 Boost PFC	无桥 PFC
普通二极管个数	4	0
快恢复二极管个数	1	2
开关器件	1	2
开关管导通时器件数目	普通二极管 2 个、开关器件 1 个	普通二极管 1 个、开关器件 1 个
开关管关断时器件数目	普通二极管 2 个、快恢复二极管 1 个	普通二极管 1 个、快恢复二极管 1 个

由上表的对比结果可以看出：和传统 Boost PFC 电路相比，使用的半导体器件数量少是基本无桥 PFC 电路独特的特点。由于工作时使用的半导体器件少，半导体器件的开关损耗与导通损耗自然就会减少，更高充电效率就可以实现。

3.3.2 无桥 PFC 结构的工作原理

首先作一个假设，即整个电路中所使用开关管以及二极管都是理想器件。首先分析此拓扑结构工作在正半周期时，其电路的导通路径如图 3-11 所示。

(1) 电源电压处于正半周期时，此拓扑有两种变化状态，这两种工作模态分别如图 3-11 的 (a) 模态一和 (b) 模态二所示，图中粗线代表输入电压在正半周期电流的路径。

模态一：VF1、VF2 均导通。电感处于储能过程。

模态二：VF1 关断，VD1 导通。VF2 的反向寄生体二极管与 VD1 完成续流过程。

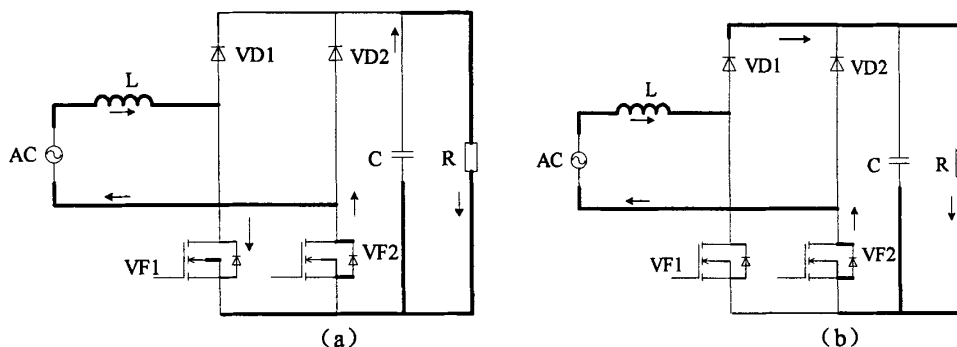


图 3-11 电源正半周期的工作状态

Fig.3-11 The operative mode of positive half cycle

如图 3-12 所示，此图为交流信号处于负半周期的图，图中的粗线代表输入的交流电压负半周期时电流导通的路径。

模态三：VD1、VD2 截止，VF1、VF2 导通，为电感供给能量。

模态四：开关管 VF2 关断，VD2 正向导通。此时 VF1 的寄生体二极管与 VD2 完成续流过程。

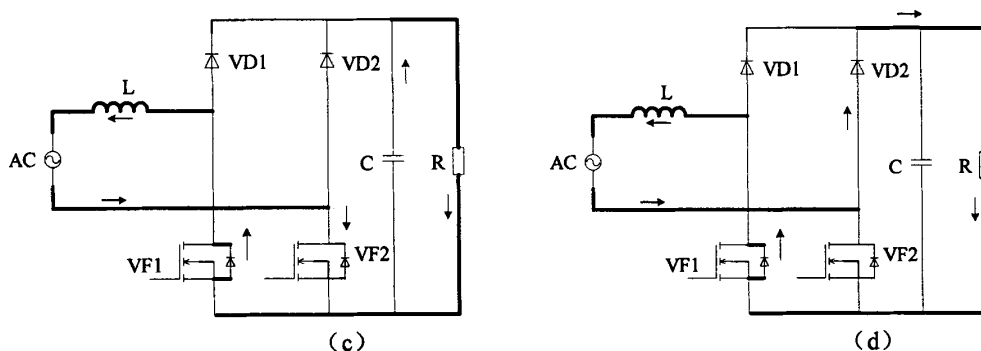


图 3-12 电压在负半周期的工作状况

Fig.3-12 The operative mode of negative half cycle

### 3.4 APFC 控制策略的选择

随着 PFC 的应用普及，APFC 电路拓扑日渐成熟。相应的一些有效的控制策略也被提出，并在各种拓扑中实践与测试，来保证电流按给定的正弦规律变化，提高其效率。如下为一些常见的有源功率校正技术的控制策略。

#### 3.4.1 峰值电流控制

峰值电流控制 (PCMC) 的说法来自于自激式反激开关电源，它主要适用于推免电路<sup>[20]</sup>。峰值电流控制如图 3-13 所示，它是通过控制流过电感电流  $i_L$  的峰值来跟踪输入电压  $U_d$ ，完成



输入电流的校正功能。首先图中所示的电流  $i_s$  被直接检测并将其送到电流比较器中比较。 $I_{ref}$  为基准电流值， $I_{ref}$  的数值大小等于  $U_d$  和输出电压误差放大信号的乘积。此两输入信号进入电流比较器后为开关管提供 PWM 驱动信号。开关管 S 的工作模式取决于电感电流  $i_L$  的值，当  $i_L$  比  $I_{ref}$  小时，S 就会处于导通状态；开关 S 关断的条件是  $i_L$  大于等于  $I_{ref}$  时，电流比较器就会立刻给出关断信号驱动其开关管关断。峰值电流虽然存在一些优点，但也存在一些缺点：

(1) 电流峰值和平均值之间由于存在不可消除的误差，谐波含量较大，无法实现低 THD 的要求；

(2) 电流峰值控制容易产生次谐波震荡，尤其是在占空比大于 0.5 时；

(3) 占空比变化范围较大，必须加一些措施，例如在比较器输入端加斜坡补偿，电路才能平稳正常的工作。

由于其存在以上的如此多的缺点使得峰值电流控制在 APFC 中处于劣势，逐渐趋于被淘汰。

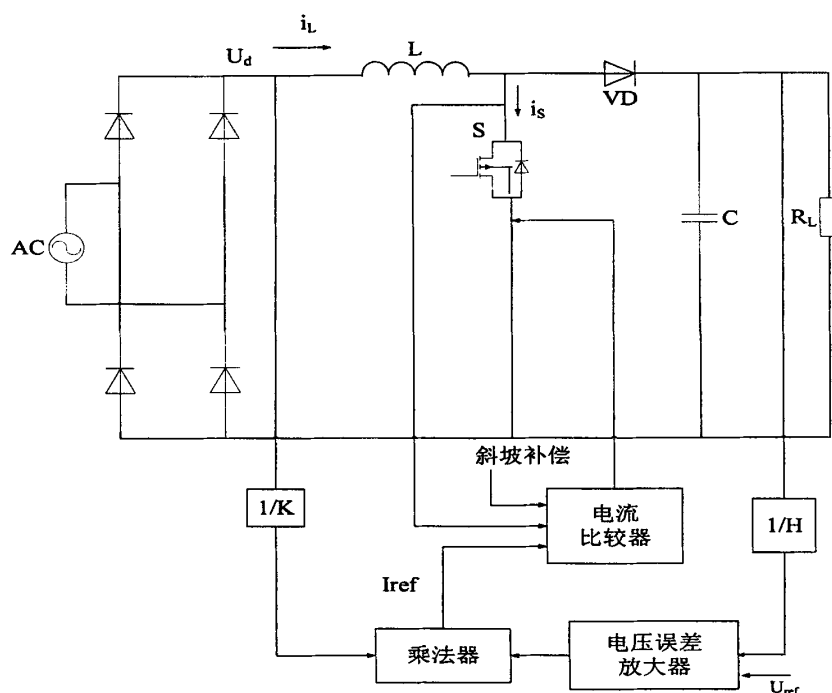


图 3-13 峰值电流控制的 PFC 电路原理图

Fig.3-13 PCMC circuit

### 3.4.2 平均电流控制技术

平均电流控制（ACMC）法是直接控制流经电感的电流的均值波形，使其呈现正弦化，与电压同步来完成提高功率因数校正的目的<sup>[21]</sup>。如图 3-14 所示为基于平均电流的 Boost PFC

电路原理图。

$I_{ref}$  为基准电流信号,  $U_{ref}$  为基准电压信号。电流基准值等于输入、输出整流电压误差放大信号的乘积; 在电流环中将输入电流作均值化处理, 使其按照正弦化的波形规律变化。与参考电流值对比后, 在电流误差放大器将频率较高的信号作均值化处理, 然后驱动开关管调节占空比, 使电感电流瞬时值接近于电感的平均电流。于是电流误差产生的畸变小于 1%。容易实现接近于 1 的功率因数。原理是使用了两个控制环即电流控制环和电压控制环。电流控制环的目的是校正输入电流, 电压控制环的目的是保证输出电压的稳定性。

- (1) 开关管的频率恒定, 容易实现跟踪控制;
- (2) 平均电流控制控制技术进行跟踪误差信号时, 误差会降至最低;
- (3) 此技术具有很好的通用性, 检测任意支路的电流均值都可以通过此控制技术来实现, 因此控制策略在各个领域都得到了较为广泛的应用。

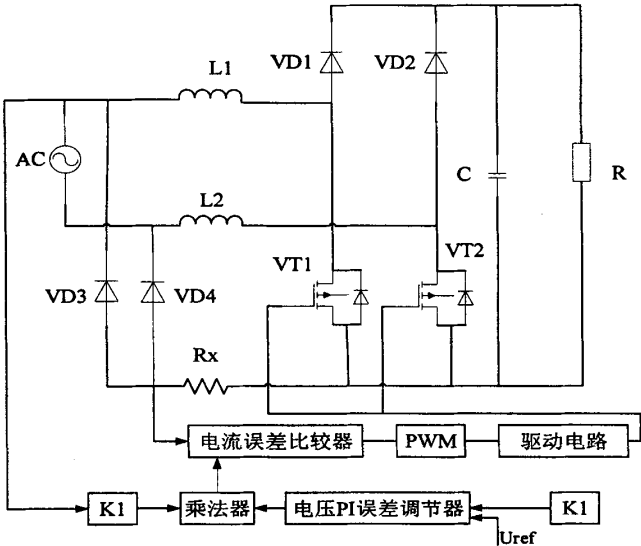


图 3-14 平均电流控制的 PFC 电路原理图

Fig.3-14 ACMC circuit

3.4.3 单周期控制策略

以上的一些线性控制方法虽然各有千秋, 但由于控制电路较为复杂。为了探索效果显著的控制方法, 最大程度的减小其制造费用、消除或尽量降低畸变率 (THD) 和电磁干扰等, 一些先进的控制策略被成功的应用到了有源功率校正中, 例如单周期控制技术, 滑模变结构控制技术、模糊 PID 控制技术等<sup>[22]</sup>。

单周期控制策略是结合了两种 PWM 控制技术即非线性大信号控制和模拟控制。线性控制比非线性控制较容易控制, 因此可通过适当的、实时的调整开关管的占空比将单周期控制中

的非线性问题转化为线性问题，使其在每个固定的时间段内，开关量的均值与设定的变量呈现出正比例关系。平均输入电流能很好的与参考电流同步且与负载电流无任何关联。

通常一般的控制方案就是将控制规则通过线性化的控制方程来近似代替原来的非线性动态方程，然后利用线性反馈技术来执行相应的控制。这种传统的控制方法存在许多不足之处，使非线性控制系统的一些功能无法实现。因为单周期控制技术不需要考虑乘法器电路，这样控制电路就大大的被简化了，因此它可以弥补传统控制的不足，同时最主要的一些功能例如低电流畸变和高功率因数也可以得到实现。

如图 3-15 所示，单周期控制电路是由一系列集成电路元件组成，例如复位开关电路、触发电路、比较电路、积分器等来跟踪指令信号，所以它具有调制和控制两大主要功能<sup>[23]</sup>。虽然省略了对控制环误差信号的分析，单周期控制也能在一个周期内实现零稳态误差，上一周期的误差不会滞留到下一周期。因此它具有系统反应快、频率恒定、稳定性好的特点<sup>[24-25]</sup>。传统控制的一些主要的基本优点即稳定控制环特性、校正误差等均可以在单周期控制中较好的体现出来，而且还包含一些传统的控制方法所没有的特点，这些具体的突出优点包括：

1) 可以减少电网电流谐波总畸变，和抑制电源干扰，电路设计较简单，控制环稳定性好，具有更好的快速动态响应特性，输出电压的平滑调节范围大。

2) 无论控制系统是处于稳定状态还是暂态，控制系统中的谐波分量即扰动可以有效的被抑制，使其呈现零误差；即能保持控制量的均值与给定值保持严格的正比例关系。

无桥 Boost 型功率变换器在采用单周期的控制策略下，在每个开关周期内，平均输入电流的波形的校正效果明显，电压的平滑度较好。单周期控制技术具有通用性，它可以适应于任意一种类型的 DC/DC 变换器。

综合比较分析了以上几种控制方法的特点及其使用的范围，在结合电动汽车充电桩的充电特点，本文决定采用单周期控制方法较为合适。

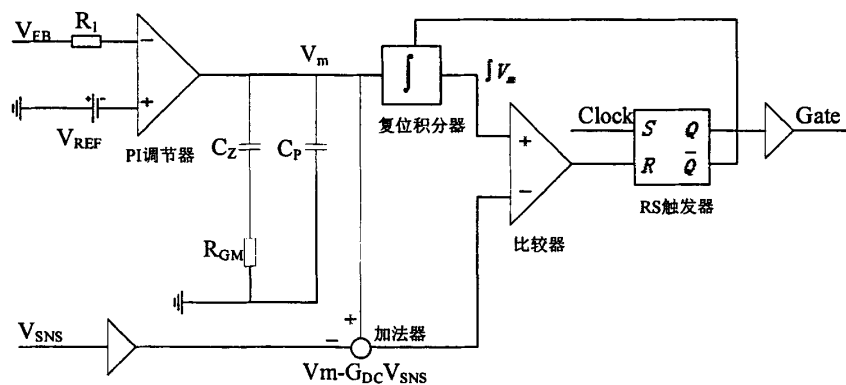


图 3-15 单周期控制的核心电路图

Fig. 3-15 Schematic diagram of the core circuit of one cycle control

### 3.5 单周期控制策略在无桥 Boost PFC 中的实现方案

#### 3.5.1 单周期控制原理

图 3-16 为基于单周期控制策略的示意图, 设开关器件的频率恒定, 其动作开关可由一个开关阶跃函数  $k(t)$  来描述其功用:

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{on} \\ 0 & T_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (3-7)$$

此开关函数表达式数学表示方式是  $k(t)=1$ , S 就导通,  $k(t)=0$ , S 就关断。开关的输出信号  $y(t)$  与输入信号  $x(t)$  之间的关系可有  $y(t) = k(t) \cdot x(t)$  来表示。在图 3-10 中, 在每个周期内, 开关管关断的时间为  $T_{off}$ , 关断的条件为  $k(t) = 0$  断, 导通时间为  $T_{on}$ , 导通的条件是电源发出的阶跃信号, 即开关函数在  $k(t)=1$  时导通; 开关周期为关断时间与导通时间之和, 即  $T_{on} + T_{off} = T_s$ 。占空比定义为  $d = T_{on} / T_s$ , 占空比的跟踪调节控制可通过输出控制信号  $u_{ref}(t)$  来确定。

对开关输出信号进行处理时, 可以作一假设, 即将开关器件的频率  $f_s$  与输入信号  $x(t)$  和控制输出信号  $u_{ref}(t)$  的频率近似看作相同, 那么开关器件的输出信号可表示为:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) d(t) \approx \frac{x(t)}{T_s} \int_0^{T_{on}} dt = x(t) \cdot d(t) = x(t) u_{ref}(t) \quad (3-8)$$

其中  $d(t) = T_{on} / T_s$ , 即为开关管的占空比。有以上公式得知  $y(t)$  是  $x(t)$  和  $u_{ref}(t)$  的乘积。由于变量  $x(t)$  的不是恒定的, 而是随时间时刻变化的, 因此 S 不满足线性关系。如果  $u_{ref}(t)$  是恒定不变的, 即  $u_{ref}(t) = C$  ( $C$  为常数), 则开关输出信号就是线性的即为  $C \cdot x(t)$ , 由此开变量就从非线性转化为线性数字量。在实际情况中, 假定输入信号  $x(t)$  等于定常数  $X$ , 那么输出信号就表示为  $y(t) = X \cdot u_{ref}(t)$ 。由于在实际操作中因各种问题而导致干扰源一直存在, 使得输入信号  $x(t)$  总是会有干扰出现不稳定的状态, 因此输出信号会因为输入扰动也存在一定的功率扰动情况。如果在一个确定的开关周期内, 通过调节改变开关器件的占空比, 使得  $y(t)$  的积分结果和参考值  $u_{ref}(t)$  相等即:

$$\int_0^{T_{on}} x(t) d(t) = \int_0^{T_s} u_{ref}(t) d(t) \quad (3-9)$$

通过推导得出, 在积分时间等于此开关周期  $T_s$  时, 输出端信号的均值与控制信号的均值正好相等, 其表达式为:

$$y(t) = u_{ref}(t) \quad (3-10)$$

因此, 通过上面的公式可以看出, 输出信号在一个开关周期的时间内就可以被控制。输出信号的表达式为:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) d(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_{ref}(t) d(t) = u_{ref}(t) \quad (3-11)$$

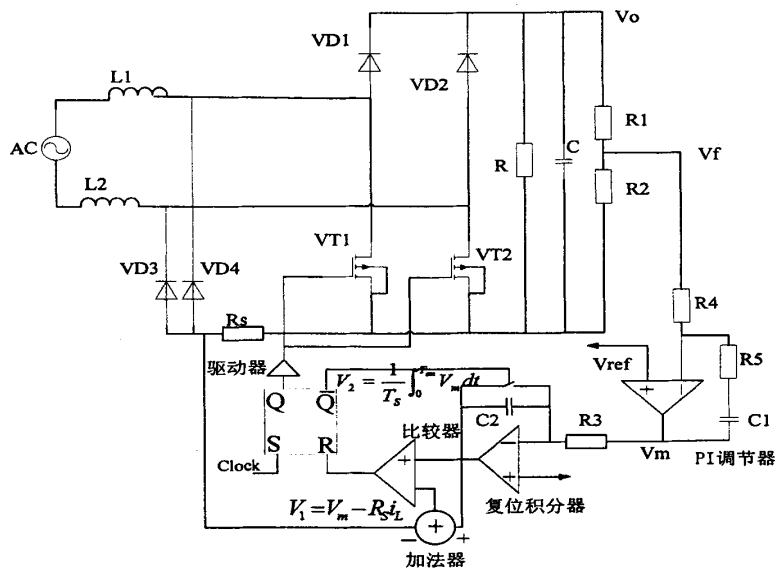


图 3-16 单周期控制的 PFC 电路原理图

Fig. 3-16 One cycle control circuit

基于以上的推论，开关的实际输出信号为： $y(t) = u_{ref}(t)$ ，线性化处理后的控制信号  $u_{ref}(t)$  就可以被开关控制，阶跃信号亦是如此实现被控制的。基于单周期的 PFC 电路图如图 3-16 所示。

### 3.5.2 单周期控制无桥 Boost PFC 电路理论分析

通常在输出达到稳定时，电路的输入电流与电压基本保持同步，即同相位和同频率，根据电路理论知整个电路表现为纯电阻性质。则电路中的输入电压为

$$V_{in} = i_L R_e \quad (3-12)$$

其中  $R_e$  表示整个电路的等效电阻， $i_L$  为电感电流， $V_m$  代表整流后的输入电压。

由 Boost 变换器的输入电压和输出电压与占空比之间的关系可表述为式 (3-13)。

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3-13)$$

$D$  表示开关管的占空比， $V_o$  为直流输出电压，由式 (3-12) 和式 (3-13) 联合可以推导出式 (3-14)

$$R_e i_L = V_o (1-D) \quad (3-14)$$

将式 (3-14) 等式两边同时乘以采样电阻  $R_s$  后变形可以得到式 (3-15)，

$$i_L R_s = \frac{R_s}{R_e} V_o (1-D) \quad (3-15)$$

为简化公式的繁琐，令：

$$V_m = \frac{R_s}{R_e} V_o \quad (3-16)$$

则式（3-15）可以表示为：

$$R_s i_L = V_m (1-D) \quad (3-17)$$

转化后得：

$$V_m - i_L R_s = V_m D \quad (3-18)$$

式（3-17）和式（3-18）是电流连续模式下的控制方程，由式（3-15）可以看出输出量  $V_o$  与输入电压没有直接关联，即无论输入电压处于何种状态，可以利用单周期控制使得在本周期内输出信号值  $y(t)$  与参考设计值  $u_{ref}$  相等，从而将非线性控制转化为线性控制。

### 3.5.3 单周期控制的稳定性分析

由以上关于单周期的原理介绍可知单周期控制是一种非线性控制技术，因此对其稳定性的分析是十分重要的。前沿调制和后沿调制的原理相同，下面就以后沿调制对单周期控制的稳定性进行分析。

由上一节单周期控制的后沿控制方程变换得：

$$i_L = \frac{V_m}{R_s} - \frac{V_m}{R_s T_s} D T_s \quad (3-19)$$

为了方便计算，定义：

$$m_c = \frac{V_m}{T_s R_s} \quad (3-20)$$

输入电流在一个周期内上升斜率为：

$$m_1 = \frac{V_{in}}{L_{in}} \quad (3-21)$$

下降斜率为：

$$m_2 = \frac{V_o - V_{in}}{L_{in}} \quad (3-22)$$

$D_n$ 、 $D_{n+1}$  分别代表第  $n$  个和第  $n+1$  个周期，开关管的占空比，通过图 3-17 波形图可以得到：

$$m_c \cdot D_n \cdot T_s + m_2 \cdot (1-D_n) T_s = (m_1 + m_c) D_{n+1} T_s \quad (3-23)$$

整理后得：

$$D_{n+1} = \frac{m_2}{m_c + m_1} + \frac{m_c - m_2}{m_1 + m_c} D_n \quad (3-24)$$

为了简化计算，令  $t = \frac{m_2}{m_c + m_1}$ ， $u = \frac{m_c - m_2}{m_1 + m_c}$ ，则式 (3-24) 可以表示为：

$$\begin{cases} D_1 = t + uD_0 \\ D_2 = t + uD_1 \\ \dots \\ D_n = t + uD_{n-1} \end{cases} \quad (3-25)$$

式 (3-24) 可归纳为：

$$D_n = t \cdot (1 - u^n) + u^n \cdot D_0 \quad (3-26)$$

由庞加莱映射中不动点的稳定条件知  $|u| < 1$ ，从而得到式

$$m_c > \frac{1}{2}(m_2 - m_1) \quad (3-27)$$

将式 (3-19)、式 (3-20)、式 (3-21) 带入式 (3-25) 化简得单周期无桥 Boost PFC 变换器的稳定条件：

$$D < \frac{1}{2} + \frac{L_{in} \times f_s}{R_e} \quad (3-28)$$

同理可得前沿调制的稳定条件：

$$D > \frac{1}{2} - \frac{L_{in} \times f_s}{R_e} \quad (3-29)$$

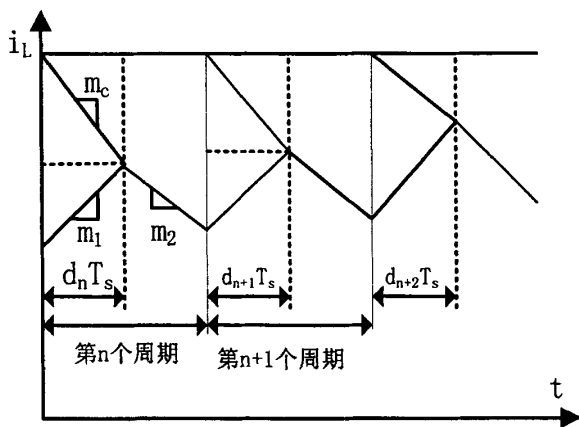


图 3-17 控制模块工作波形图

Fig. 3-17 The working waveform

## 3.6 整流电路参数的整定

### 3.6.1 主电路参数设计

本文设计的前级无桥 PFC 变换器的一些主要技术指标如下:

交流输入电压  $U_n$ :  $220 \pm 25\%$  (165~275), 最大输出功率  $P_{o(max)}$ : 2.5KW

电源频率: 50Hz, 开关频率 100KHz, 功率因数  $PF=0.99$ , 转化效率  $\eta$ :  $>90\%$

#### (1) 电感的确定

输入电感在电路扮演着十分重要的角色, 既可以存储又可传递能量, 同时它与电容可以组成滤波电路, 滤除谐波分量。在对输入升压电感设计时是从电路工作在最坏的状态下考虑的, 即电路的输入电压有效值最低时, 输入电流最大。

首先计算交流输入电流有效值为:

$$I_{in(RMS)max} = \frac{P_{in,max}}{V_{in,min} \cdot PF \cdot \eta} = \frac{2500}{165 \times 0.99 \times 0.9} = 17A \quad (3-30)$$

则其对应的瞬时值为:

$$I_{in(PK)max} = \sqrt{2} I_{in(RMS)max} = 24A \quad (3-31)$$

输入电压在占空比最大时取得最小值,

$$D_{max} = \frac{V_o - V_{in(PK)min}}{V_o} = \frac{400 - \sqrt{2} \times 165}{400} = 0.42 \quad (3-32)$$

现以 20% 的波动允许范围来估计电感中的纹波电流,

$$\Delta I_L = I_{in(PK)max} \times 20\% = 0.2 \times 24 = 4.8A \quad (3-33)$$

则电感的设计值为:

$$L = \frac{V_{in(PK)min} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta L} = \frac{\sqrt{2} \times 165 \times 0.42}{4.8 \times 100000} = 204\mu H \quad (3-34)$$

实际中取 0.2mH 的电感, 本文中电路的电感取分立电感, 其分别位于主电路的两端上, 值为 0.1mH。

#### (2) 输出电容的确定

输出电容的设计与电压的维持时间有关, 即能量供给停止时, 输出电压的波动可以保持在规定的范围的时间。t 为保持时间, 通常将电源输入周期的 0.4 倍作为保持时间, 即  $t=8ms$ , 故输出电容为:

$$C_{out} = \frac{2 \cdot P_o \cdot t}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} = \frac{2 \times 2500 \times 0.008}{400^2 - 377^2} = 2238\mu F \quad (3-35)$$



式中:  $V_0$ ——直流输出电压;

$V_{o(\min)}$ ——电网断电后, 在时间  $t$  内, 电容电压的最小值, 本文取 377V。

在实际情况下，还必须满足电容的最小值也要在误差范围内，故在设计电容时为满足保持时间，还必须满足下式：

$$C_{out} = \frac{C_{min}}{1 - \Delta C_{TOT}} = \frac{2238}{1 - 0.2} = 2798 \mu F \quad (3-36)$$

其中  $\Delta C_{TOL}$  是电容误差系数, 一般为 0.2。

### 3.6.2 控制电路参数的设计

本文的前级结构是基于 IR1150S 的单周期控制无桥结构, 其原理图如图 3-18 所示。

### (1) 输出电压分压电阻值得选取

从理论上考虑分压器的总阻抗应越大越好，这样由分压电阻引起的功耗就会减少。但是如果电阻值选取的太大，偏置电流会很小，无法保证误差放大器能在正常状态下工作。对分压器的阻值采取折中的选法，总电阻设定为  $1\text{M}\Omega$ ，令  $R_{FB1}$ 、 $R_{FB2}$  相等。在 IR1150 中参考电压为常数，其值为  $7\text{V}$ ，为了降低误差，选择有  $1\%$  精度的电阻，即  $R_{FB1} = R_{FB2} = 499\text{K}\Omega$ 。

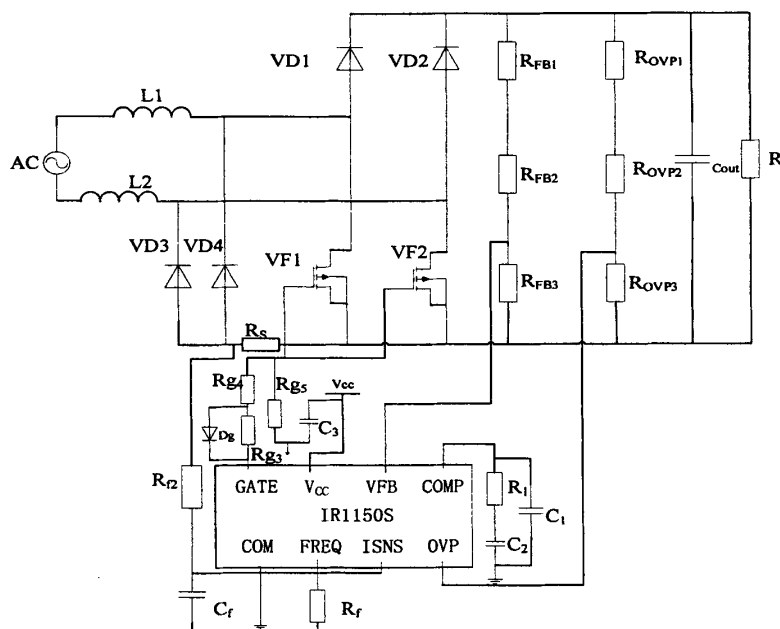


图 3-18 IR1150S 应用电路图

**Fig. 3-18 The application circuit of IR1150S**

由电路理论知

选取标准值为  $17.8K\Omega$ 。通过计算的电阻求得实际的电压为：

$$R_{FB3} = \frac{V_{ref}(R_{FB1} + R_{FB2})}{V_{out} - V_{ref}} = \frac{7 \times (499 \times 2) \times 1000}{400 - 7} = 17.78K\Omega \quad (3-37)$$

(2) 过压保护电阻的确定

输出过压保护电阻为  $R_{OVP1}$ 、 $R_{OVP2}$ 、 $R_{OVP3}$ ，根据公式计算出过压的参考数值：

$$V_{(REF)OVP} = 1.07V_{ref} = 1.07 \times 7 = 7.49V \quad (3-39)$$

过压保护电压的阻值计算方法和输出电压电阻的选择方法相同，即  $R_{OVP1} = R_{OVP2} = 499K\Omega$ 。

一般过压保护的极限电压为 450V，综合考虑其它因数后取过压保护的限值为 425V。

根据公式：

$$V_{OVP} = \frac{(R_{OVP1} + R_{OVP2} + R_{OVP3})}{R_{OVP3}} \quad (3-40)$$

可得过压保护电阻的阻值为：

$$R_{OVP3} = \frac{(R_{OVP1} + R_{OVP2}) \cdot V_{(ref)OVP}}{V_{OVP} - V_{(ref)OVP}} = \frac{7.49 \times (499 \times 2)}{425 - 7.49} = 17.9K\Omega \quad (3-41)$$

(3) 电流检测电阻设计

IR1150S 芯片在对电流的检测时需要借助检测电阻才能实现，它的用途是确保电路处在最差情况下即输入电压最低和负载最大时能可靠的输出。由前一节对升压电感的设计可知在最坏情况下的占空比为： $D = 0.42$ 。其中  $V_{com}$  是饱和电压， $G_{dc}$  为电流增益。

当电路出现不稳定时，通过调节占空比来保证稳定输出，而占空比的计算由调制电压  $V_m$  来确定，占空比的计算公式为：

$$D = \frac{V_m - G_{DC}V_{SNS}}{V_m} \quad (3-42)$$

通过上式变换得：

$$V_{SNS} = \frac{V_{com}(1-D)}{G_{DC}} = \frac{6.05 \times (1-0.42)}{2.5} = 1.4V \quad (3-43)$$

已知  $V_{com} = 6.05V$ ， $G_{DC} = 2.5$ 。

电流检测电阻的计算公式为：

$$R_S = \frac{V_{SNS}}{I_{IN(PK)OVL}} \quad (3-44)$$

$$I_{IN(PK)OVL} = (I_{IN(PK)max} + \frac{\Delta I_L}{2}) \cdot (1 + K_{OVL}) = 29.04A \quad (3-45)$$

过载系数取  $K_{OVL} = 0.1$ 。

由式 (3-43) 和式 (3-44) 得

$$R_s = \frac{V_{SNS}}{I_{IN(PK)OVL}} = \frac{1.4}{29.04} = 0.048\Omega \quad (3-46)$$

取标准值为  $50m\Omega$ 。

### 3.7 本章小结

本章详细的叙述了有源功率校正电路拓扑的设计方案，分析了各种 APFC 拓扑结构的优缺点，以及其对充电桩的充电效率和适用范围，以及功率因数校正的意义。同时介绍了各种控制策略的原理以及分析比较了各种控制策略的特点，选出了最佳的控制方法，最终确定了前级电路的拓扑结构。

## 4 后级降压结构设计

后级 DC/DC 降压变换器的主要任务是将前级输出的直流电压变为低纹波的稳定的直流电压。DC/DC 变换器可以改变输入直流电压大小与稳定性。

### 4.1 DC/DC 变换器的拓扑结构设计

#### (1) 推挽变换器

图 4-1 为推挽变换器得结构图。推挽变换器由一系列电路部件组成，包括推挽逆变器和输出整流、滤波电路等。推挽变换器是一种直流—交流—直流变换器结构。它的工作过程是将直流电变为交流电，滤波后，再将交流电转变为直流电。变换环节过程中频率可以被显著提高，因此变压器和输出滤波器的体积可减小<sup>[26]</sup>。

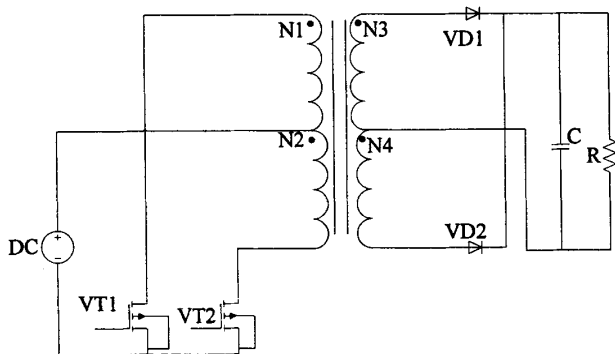


图 4-1 推挽变换器结构

Fig.4-1 The push-pull converter

如上图此变换器的结构所示，整流二极管 VD1 和 VD2 的左侧是推挽逆变换器电路，右半部分是整流和滤波电路。高频变压器的一次绕组和二次绕组均带中心抽头，PWM 调制器产生两路控制信号，当 VT1 和 VT2 的信号分别处于高电平和低电平时，它们分别处于导通与截止状态，一次绕组的上半部分 N1 通过负极性输入电压  $V_{in}$ ，即电压上端负极性、下端正极性。二次绕组下半部分 N2 经高频变压器后电源电压正负极性对换，即下端为正极性，上端为负极性，促使 VD2 导通，变压器副边绕组的二次电流经过 LC 滤波电路后向负载供电，此时 VD1 反偏截止。反之，当控制 VT1 的信号为低电平信号时、控制 VT2 的信号为高电平时 VD2 截止，二次电流就经过 VD1 向输出滤波电容和负载供电。推挽变换器中开关管截止时承受的电压是电源电压的 2 倍，因而大多应用于电压较低的场合。

#### (2) 反激式变换器

图 4-2 所示为反激式变换器的基本电路图。

反激变换器的实质相当于两个耦合的电感，工作方式相当于 Boost 电路。对一次绕组的自感来说，在功率管关断时电流必然零，所以一次电流不可能处于连续的工作模式。根据电磁

感应定理，此时会在二次绕组中感应出二次电流，因此对于反激变换器来说，电流连续的工作

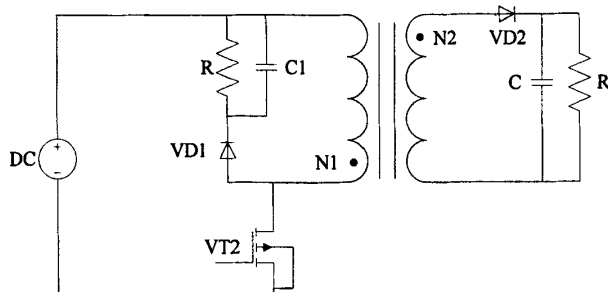


图 4-2 反激变换器结构

Fig. 4-2 The flyback converter

方式是指一直有感应电动势存在于变压器的初级绕组和次级绕组合成的安匝中，故在一个开关周期内变换器的合成安匝不等于零。电流断续是指变压器的初级绕组和次级绕组合成安匝，在开关管处于截止状态期间，有一段时间电流为零。反激变换器工作原理是：二次侧的二极管处于关断状态，主开关管正好相反处于导通时，变压器开始储能，用于下一周期供给；在主开关管由导通态变为关断态时，二次侧二极管改变原来的关断态变为导通态，变压器储能开始向负载释放能量。反激变换器的变压器由于要兼起储能电感的作用，因此比较特殊，故它也称为储能变压器。反激变换器工作过程大致分为两步：首先是开关管导通，母线通过一次绕组将电能转换成磁场能储存起来，二次绕组均没构成回路，此时变压器的作用相当于一次绕组中的电感。其次是开关管关断时，存储的磁场能其电源的作用通过二次绕组将能量储存在电容中<sup>[27-29]</sup>。反激变换器的电路特点是：

1) 在反激变换器结构中，滤波功能仅仅由一个滤波电容承担，无需附加体积、重量都较大的电感来组成 LC 滤波电路进行滤波，因此制造成本较低。

2) 半导体器件的开通损耗小，二极管零电流关断时，可以不用考虑反向恢复问题。

反激变换器的优点：

1) 变换器不仅电路结构简单，而且具有能提供多路直流输出的特点，故可满足多组直流同时输出的要求。

2) 输出电压不受输入电压的影响，即不论输入电压是否有较大的波动，输出无需切换就能达到稳定输出。

3) 转换效率高，损失小。

4) 变压器匝数比值较小。

### (3) 半桥变换器

半桥变换器和推挽逆变器一样也是直流—交流—直流的工作流程。半桥变换器由许多集成器件构成，图 4-3 为半桥变换器的基本结构。

半桥变换器的实质实际上相当于两个正激变换器组合而成的。变压器的两个二次绕组匝数相等，故每个正激变换器的输出电压为输入的电压一半。同时半桥变换器与推挽变换器的区别在于驱动电路必须与功率开关管互相独立，彼此隔离，需要采用高频变压器耦合，而图

4-2 中的 PWM 波就是经过一个耦合变压器给功率开关管提供驱动脉冲。虽然它们的时序波形

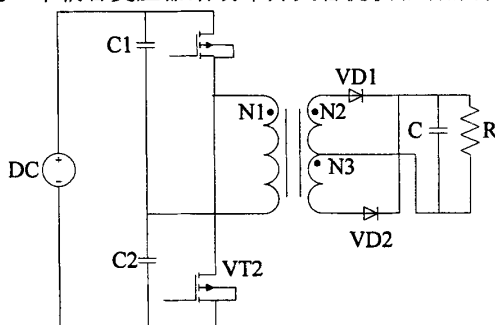


图 4-3 半桥变换器电路图

Fig. 4-3 The half-bridge converter

都相同，从驱动电路的复杂程度来说，反激变换器的驱动电路要比半桥变换器简单一些。另外由半桥变换器的结构可知，半桥变换器的桥臂上的开关管在突然关断时，开关管两端的电压近似等于输入电压，说明其桥臂上的开关器件能承受较高电压应力。

#### (4) 全桥变换器

全桥变换器中需要 4 只功率开关管，其构成的桥臂对称的全桥，其基本原理如图 4-4 所示。在以上各种变换器结构中，适用于大功率应用场合的是全桥变换器，一般情况下它适宜输出的功率为 1~3KW。4 只功率开关管被分成两组：VT1 和 VT4，VT2 和 VT3。每组中的两个功率管的电位状态相同。当 VT1 和 VT4 的信号同时为高电平时，VT1 和 VT4 导通，VT2 和 VT3 的信号同时为高电平时，VT2 和 VT3 导通。

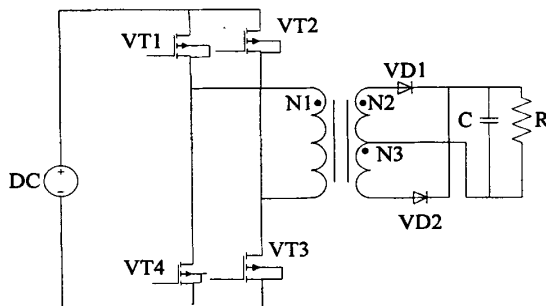


图 4-4 全桥变换器电路图

Fig. 4-4 The full bridge converter

表 4-1 为以上介绍的几种降压变换器的特点对比表，从表中可以看出各种拓扑的特点以及使用场合。

综合上述各种 DC/DC 变换器拓扑，从输出功率、驱动电路复杂程度等角度来考虑，DC/DC 降压变换器选择全桥变换器作为电动汽车充电桩的后级拓扑结构最为适合。因此本文选择全桥谐振变换器作为降压变换器。

表 4-1 DC/DC 变换器比较  
Tab. 4-1 Test results of the file management

拓扑名称	特点	适用场合
推挽变换器	(1) 驱动电路简单 (2) 开关损耗小, 功率大、效率高 (3) 存在偏磁	低电压输入的场所
反激变换器	(1) 磁芯利用低、易饱和 (2) 传输效率低	小功率多输出的场合 (30W-150W)
半桥变换器	(1) 所用器件少 (2) 电压应力大和利用率低	中等功率场合(500W-1500W)
全桥变换器	(1) 器件多 (2) 控制电路复杂 (3) 损耗较大	大于 1000W

## 4.2 软开关技术

### 4.2.1 软开关技术介绍

软开关技术是提高功率变换器频率使其呈现高频化的重要手段之一。软开关技术是利用线性电感与线性电容构成谐振状态的工作原理。在传统的开关变换器中, 开关变换器笨重、体积大, 软开关技术避免半导体器件因突然的开通与关断时承受较大的应力从而减少开关损耗。软开关技术的出现解决了许多硬开关技术在电力电子装置中存在的问题, 例如硬开关损耗问题、感性关断问题、容性开通问题、二极管反向恢复问题、EMI 等问题<sup>[30-32]</sup>。

硬开关是指半导体开关管在开通时, 开关器件中的电压下降和电流上升没有先后顺序同时进行; 关断时, 电压的上升和电流的下降在半导体开关器件中也是同步进行上升或下降。电压、电流波形在上升与下降时会产生一个交叠区域, 开关管在开通与关断时承受了较大的应力, 也就产生了开关损耗。开关的频率越高, 损耗也就越大。当开关管工作于硬开关状态时, 会带来一下系列的问题。

(1) 电路中的感性元件在关断时会出现电压尖峰, 高频率会使关断速度也愈快, 该尖峰电压也会因关断速度过快而愈高。由于开关管承受的开关应力有限, 开关器件两端由于承受不了如此高的尖峰电压很容易被击穿而受损; 容性开通同样也会出现大的电流尖峰, 器件中电容储存的能量会以电流的形式在开关器件中耗散, 由于电流的热效应原理, 开通电流尖峰愈大, 从而引起半导体器件过热导致损坏。

(2) 较大的冲击电流损坏半导体器件。因为二极管由导通状态变为截止状态时存在一个反向恢复的缓冲时间, 开关管在这个反向恢复时间里会产生很大的冲击电流, 猛烈的击穿半导体器件。

(3) 电磁干扰严重。由于硬开关使得开关频率增大, 电路中的电流变化率 ( $di/dt$ ) 和电

压变化率 ( $du/dt$ ) 也随之增大, 半导体器件中的电磁干扰也就越大, 从而导致整流器和相关的电子设备无法正常工作, 工作效率低下。

由于开关管为非理想的非线性半导体器件, 因此在硬开关状态工作时会产生冲击损耗即开通损耗和开关损耗。较大的损耗存在器件工作的状态中自然就导致了器件实际吸收的有用电能下降, 间接反应出变换器的低效率状态。因此开关器件的损耗也就成为了限制变换器体积的小型化和重量的轻量化的重要因素<sup>[33]</sup>。

软开关技术是在硬开关电路的基础上增加了线性无源元件电感和电容等。软开关技术的出现有助于提高开关频率, 降低开关损耗。在开关过程前后由于电感、电容在某一时刻会达到谐振状态,  $di/dt$  和  $du/dt$  会在在谐振的过程中得到约束而变化缓慢, 大大降低了电压应力, 从而减少开关损耗及开关噪声。基于以上的理论技术被称为软开关技术<sup>[34-35]</sup>。

#### 4.2.2 软开关技术的原理

软开关工作原理如图 4-5 所示。

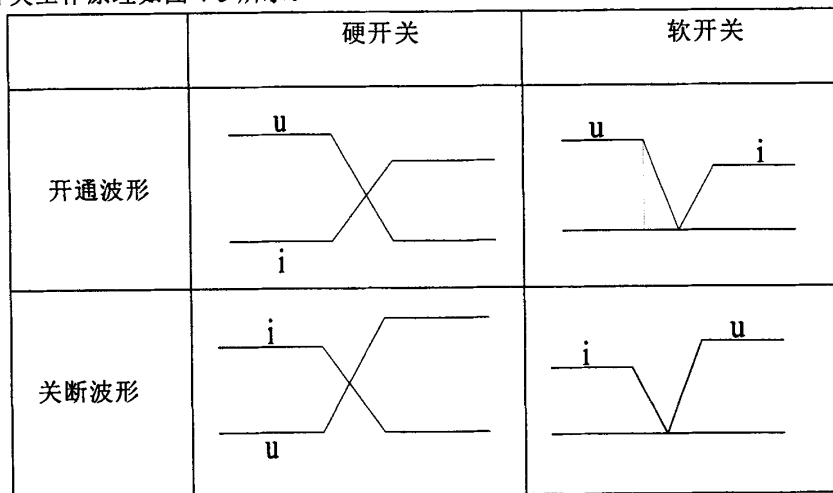


图 4-5 软开关工作原理

Fig.4-5 Soft switching principle

从图中可以看出, 硬开关和软开关原理的区别。如图在开通波形中, 硬开关波形电压和电流在下降和上升时产生电压和电流的交叠, 强迫开关管在电压不为零时导通或电流不为零时关断。而软开关则在原来的硬开关电路中引入了电感、电容等线性谐振元件, 使其产生谐振状态, 消除硬开关状态下的开关应力, 从而消除噪声干扰, 降低损耗。最为理想的软开关开通波形是如 4-5 图所示, 电流从零开始缓缓上升到通态值的时刻刚好就是电压下降到零的时刻。故电压、电流在开通时有一个先后顺序, 起到缓冲的作用, 避免了一些干扰的出现。我们把通过上述的原理使开关管开通的理论技术称为零电压开关理论。关断波形亦是如此, 最为理想的软开关关断波形与最理想的开通波形恰好相反, 电压开始缓缓上升到通态值的时刻正好是电流下降到零的时刻, 故开关在关断时也不会产生损耗与噪声, 基于上述的这种开关的关断理论称之为零电流开关。同时  $du/dt$  和  $di/dt$  也不会像硬开关那样突变较大, 所以



相应的一些干扰问题自然可以得到解决，也会提高变换器的稳定性<sup>[36-37]</sup>。

### 4.2.3 软开关技术的分类

上一章节介绍了软开关技术的定义与原理，本章节主要介绍软开关技术的分类。软开关技术从出现开始发展到现在，逐渐走向成熟。目前的研究中出现了许多软开关技术电路拓扑。一般软开关技术被分为准谐振电路、零转换 PWM 电路、零开关 PWM 电路<sup>[38]</sup>。

#### 1、准谐振开关变换器

在 DC/DC 中引入 LC 滤波振荡电路，是开关管的输出信号周期性的震荡变化，实现 ZVS 或 ZCS。由于它的信号输出波形为正弦半波，故称之为准谐振变换器。它可以解决电流流通时被强制关断、电压被强制开通而导致的损耗。准谐振软开关技术大体上主要包括零电流开关准谐振变换器、零电压开关准谐振变换器、零电压开关多谐振变换器，这三种变换器的基本开关单元分别如图 4-6 的 (a)、(b)、(c) 所示。它是以谐振回路将能量经电感与电容进行传递与交换。开关管在零电压下导通或零电流下关断，开关应力会减小及电磁干扰会得到消除<sup>[39-41]</sup>。

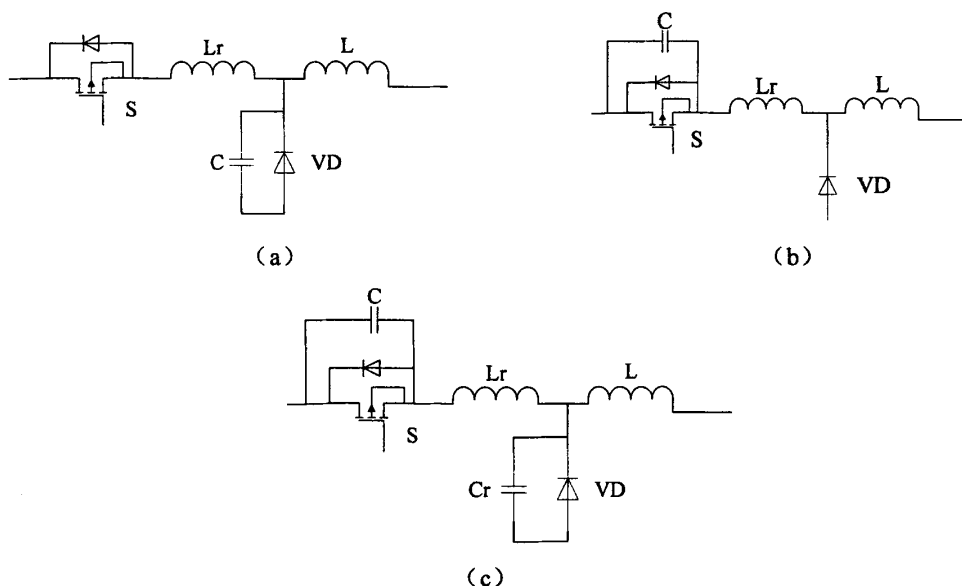


图 4-6 准谐振电路

Fig.4-6 Quasi resonant circuit

图 (a) 为零电流开关准谐振变换器 (ZCS-QRC) 基本电路。从图中可以看出谐振电容与整流二极管并联，谐振电感与有源开关串联，而开关管在零电压时导通和关断。由于  $L_r$  和  $C$  构成谐振，通过开关管的电流发生振荡并归零，电容存储的能量在开关管导通时就在管内消耗了。

图 (b) 是零电压开关准谐振变换器 (ZVS-QRC) 基本电路。开关管与谐振电容并联，电感与二极管串联。开关管关断时，电容电压逐渐上升，达到一定的程度后会与电感  $L$  产生

谐振电路，而整流二极管的工作状态恰好与之相反，在零电压状态时，开关管导通和关断，而在零电流时整流二极管导通和关断。这样流经开关管器件的电压近似于正弦波形，使零电压的条件变为现实，虽然导通损耗降低了。但开关管还存在过剩的电压应力，整流二极管结电容与谐振电感引起的谐振会产生电磁干扰。

图(c)是零电压开关多谐振变换器的基本电路。图(c)中开关管和二极管及电容三个元件同时并联在一起，这个电路的最大优点是寄生参量会被多谐振电路吸收到谐振电路中，极大降低了开关损耗和噪声污染。该电路的缺点是开关管、二极管承受的应力和电流较大<sup>[42]</sup>。

图(a)、图(b)、图(c)均被称为准谐振电路，它们的共同特点是每个电路中开关管中的电压或电流的波形均呈现为标准的正弦半波形。准谐振电路的特点是谐振电压的峰值较大，对器件的耐压能力要求高；电路只能采用脉冲频率调制的方式来控制，因为谐振周期的不稳定性会随输入电压和负载的变化而变化所致。

## (2) 零开关 PWM 变换器

零开关 PWM 电路是指基于 PWM 控制的零电压开关和零电流开关两种，它们的基本电路分别如图 4-7 的 (a)、(b) 所示。这种电路工作的过程是辅助开关器件 S1 与有源开关器件 S 导通工作时，C 和 L 构成 LC 准谐振电路，当 S 和 S1 分别导通、关断，电感  $L_r$  起续流作用。在一个工作周期内，有两种工作状态，先工作在准谐振状态，然后工作在 PWM 状态<sup>[43]</sup>。该电路的优点是开关管 S 承受电压应力较小。

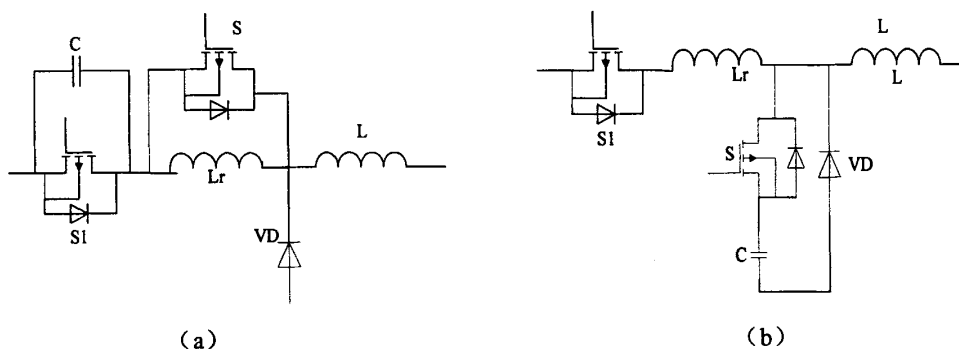


图 4-7 零开关 PWM 电路

Fig.4-7 Zero switching PWM circuit

## (3) 谐振变换器

当电源的工作频率与电路的固有频率相等时，电路的振荡波形的振幅达到最大值即峰值状态称为谐振。谐振变换器的原理是使开关变换器通过的电流正弦化，从而使开关能够柔性的开通与关断，即电流在过零时关断，电压在零状态时开通，从而使开关管损耗减小到最低，基本接近于零，称为 ZCS 谐振变换器或 ZVS 谐振变换器。谐振变换器按电容与电感的连接方式可分为串联谐振变换器 (SRC)、并联谐振变换器 (PRC)<sup>[44]</sup>。SRC 的含义是在谐振电路的构成上，线性电感和电容与变压器的初级绕组串接，然后将此谐振电路连接在全桥开关逆变器两臂的输出端。而并联谐振变换器中的谐振电感和谐振电容串联后，将全桥开关逆变器的输出端与此谐振电路相连接，谐振电容则与输出变压器的初级绕组处于并联状态。谐振

变换器具有滤波的效果，使电路中无谐波成分、抗干扰能力强，即使负载电压的范围较宽，利用软开关技术也可以达到较为理想的柔性开关控制效果。谐振变换器通常用在输入电压范围小、输出功率大的场合，SRC 与 PRC 使用的场合恰好相反，即 SRC 用在大电压、低电流的地方较为合适，PRC 用于小电压、高电流的地方较为合适。本文选用谐振变换器作为软开关处理技术。

### 4.3 移相全桥 ZVS-PWM 变换器的工作原理

常规的基于 PWM 控制的全桥 DC/DC 变换器，因其有许多独特的优点，例如容易实现控制、频率较为恒定等，在许多场合得到应用。为了克服开关损耗随频率的提高而增大，本文采用基于移相全桥 ZVS-PWM 变换器<sup>[45-46]</sup>，如图 4-8 所示。它的工作原理是使 4 个功率开关管依次在电压过零时刻开通，完成恒频软开关。

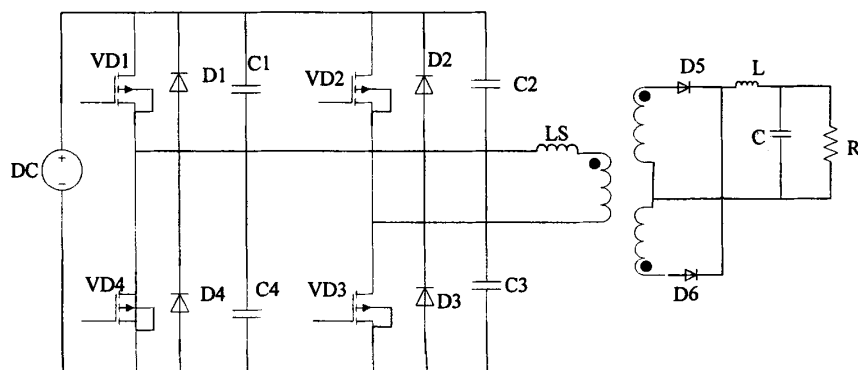


图 4-8 移相全桥 ZVS-PWM 变换器

Fig.4-8 Phase shifted full bridge ZVS-PWM converter

此变换器与传统全桥变换器的不同之处在于：（1）谐振电感  $LS$ （电感量包括变压器漏感）串接在高频变压器的一次侧， $D1 \sim D4$  分别对应为各自的体二极管， $C1 \sim C4$  分别为各自的寄生电容。（2）变换器的驱动方法不同。传统全桥变换器原理是  $VD1$ 、 $VD3$  和  $VD2$ 、 $VD4$  在同一时间开通或关断，导通时间小于  $1/2T$  周期，本文的变换器是同一桥臂上的两个开关管  $180^\circ$  互补导通。超前桥臂为  $VD1$ 、 $VD4$ ，滞后桥臂分别为  $VD2$ 、 $VD3$ ，超前桥臂超前滞后桥臂一个移相角，输出电压的大小与这个移相角有关，即相角差越大，则输出电压就越小。

移相全桥 ZVS-PWM 变换器的工作方式与传统全桥不同，它仍然维持  $VD2$ 、 $VD3$  原来的导通时间，而将  $VD1$ 、 $VD4$  的导通时间前移或者后移一些时间，错开导通时间，改善了开关管的开断状态。其中  $LS$  为谐振电感， $D5$ 、 $D6$  为整流二极管， $L$  和  $C$  分别为滤波电感和电容。

#### 1、ZVS 的实现

电路中储能元件储存的能量多少是实现 ZVS 的关键所在，因为存储的能量既要能抽走两部分电容上的电荷，即变压器一次绕组寄生电容和待开通的开关管上的并联电容，同时还要对处于待关断的开关管上并联的电容进行充电<sup>[47-49]</sup>。用公式表达如式((4-1)：

$$E > \frac{1}{2} C_i U_i^2 + \frac{1}{2} C_i U_i^2 + \frac{1}{2} C_{Tr} U_i^2 \approx C_i U_i^2 + \frac{1}{2} C_{Tr} U_i^2. \quad (4-1)$$

#### (1) 超前臂实现零电压开通 (ZVS) 的条件

由实现 ZVS 的原理可以得知, 拓扑中的超前臂要想完成 ZVS 的效果相对来说是简易的, 因为串联连接的电感元件在某些条件下它们具有相同的功能, 而在超前臂中, 滤波电感  $L$  与谐振  $L_s$  的连接方式是恰好是上述的连接方式的, 这就意味着在开关动作的时候, 它们都储存有能量, 也都可以为电路供给所储存的能量。实现 ZVS 所需的能量二者正好可以共同承担, 把储存在  $L_s$  和  $L$  中的能量充分利用起来<sup>[50]</sup>。一般情况下, 在设计滤波电感时, 考虑到很多因素, 因此其参数的设计值相对来说大一些, 超前臂开关的瞬间, 根据电感的特性及电感电流不能突变, 即其电流基本近似不变, 它的实质相当于一个电流恒定的电流源。根据电感的储能原理知, 在其它条件相同时电感越大, 存储的能量就越多, 即滤波电感可以储存大量的能量, 它基本能满足式(4-1)的要求, 进而完全可以实现 ZVS。

#### (2) 滞后桥臂实现 ZVS 的条件

滞后桥臂实现 ZVS 相对困难一些, 因为滞后桥臂在工作的过程中, 变压器副边处于短路的状态, 不会与变压器的原边产生联系。此时根据整个变换器中电流的回路的不同可将变压器分为两个独立的部分: 一部分是初级电流, 此电流通过原边的逆变桥提供通路; 第二部分是变压器副边的负载电流, 整流桥会为此电流提供续流环路保证其能够顺利的流通, 二种电流都有各自的流通过径, 因此负载的能量与原边就不在有关联, 电流不会通过变压器一次绕组, 因此变压器的原边与副边不在有任何联系, 副边储存的能量不会通过电磁感应回到变压器的初级<sup>[51]</sup>。实现 ZVS 的能量仅来源于谐振电感  $L_s$ , 减少了一部分来源, 从而导致能量极容易可能不满足下式 (4-2), 由于其能量的不达标自然就会导致滞后桥臂无法实现 ZVS。

$$\frac{1}{2} L_r I^2 > C_{lag} U_i^2 = \frac{1}{2} C_{Tr} U_i^2. \quad (4-2)$$

输出滤波电感无法参与滞后桥臂 ZVS, 同时谐振电感  $L_s$  通常要比输出滤波电感  $L$  小, 由电感的储能计算公式可知, 在电流值相同时电感的参数越小, 储能就越小。因此谐振电感  $L_s$  储存的能量是有限的, 可能达不到 ZVS 全过程所需的能量需求, 那滞后桥臂就无法完成 ZVS。

## 4.4 降压电路参数计算

本文设计的后级移相全桥 ZVS-PWM 变换器的一些主要技术指标如表 4-2 所示。

表 4-2 技术指标  
Tab. 4-2 The technical index

类型	数值	类型	数值
输入直流电压	400V	输入最低直流电压	385V
输出电压	70V	开关频率	76KHz
额定输出功率	3.2KW	效率	>90%

#### (1) 高频变压器的设计

高频变压器的用途是进行电量传输、电压和电流转换等，它是直流变换器的最主要的组成部分。本文基于 3.2KW 的输出功率，综合体积、重量等因素查表确定选取 EE70B 型铁芯。铁芯的有效面积为  $A_e = 665\text{mm}^2$ 。

1) 原边匝数为：

$$N_1 = \frac{V_{in} \times 10^8}{K_f f B_m A_e} = \frac{400 \times 10^8}{4 \times 76 \times 0.1 \times 6.65 \times 10^{-1}} = 19.78 \quad (4-3)$$

其中  $K_f$  为波形系数，理论计算式为有效值与平均值之比，方波波形时其值约为 4， $B_m$  为电磁磁通密度一般取 0.1T，匝数通常为整数，故取  $N_1 = 20$  匝。考虑一定的裕度， $N_1$  可适当放大到 22~24。

2) 变压器的匝数比为：

先求功率开关管的最大占空比  $D_{\max}$ ，

$$D_{\max} = (0.5T - T_d) \cdot f = 0.5 - 0.076 = 0.424 \quad (4-4)$$

其中  $T_d$  表示开关管的死区时间，大小约为  $T_d = 0.1T = 1.3\mu\text{s}$ 。

$$n = \frac{2 \cdot V_{in(\min)} \cdot D \cdot \eta}{V_{out(\max)}} = \frac{2 \times 400 \times 0.424 \times 0.9}{70} = 4.36 \quad (4-5)$$

考虑到工作过程中的各种损耗，n 取整数 5。

3) 副边匝数为：

$$N_2 = N_1 \frac{V_{OP}}{V_{DC}} \quad (4-6)$$

其中  $V_{OP}$  为终端输出电压的峰值，它由三部分电压组成：整流电压即二极管的导通电压  $V_1 = 1.2\text{V}$ ；输出滤波电感的端电压  $V_2 = 0.3\text{V}$ ； $V_3$  为脉动值，大小为 1.1 倍的最大输出电压，为 77V。假设在终端  $D = 0.8$ ，则

$$V_{OP} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{0.8} = 98 \quad (4-7)$$

求得  $N_2=5$  匝。

当  $N_1$  取最大值 24 时,  $N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{24}{5} = 5$ , 反调原边匝数:  $N_1 = 5 \times 5 = 25$  匝,

## (2) 谐振电感的设计

由前一章节的介绍可知滞后桥臂在开关过程很难实现 ZVS, 需要足够多的能量。设计时加入了谐振电感  $L$ , 为滞后桥臂开关管的提供能量。为实现 ZVS 过程,  $L$  须满足下式:

$$L = \frac{8 C_M V_{DC}^2}{3 I_r^2} \quad (4-8)$$

其中  $I_r$  为滞后桥臂上的开关管截止时初级绕组中的电流,  $L$  为谐振电感, 通过查阅相关资料, 知本文的  $C_M$  取 118PF。本文的输出电流为 40A, 则电感电流为  $0.2 \times 40 = 8A$ 。  $I_r$  的计算公式为:

$$I_r = \frac{\frac{I_{out}}{3} + \frac{\Delta i_L}{2}}{n} = \frac{17.3}{5} = 3.5A \quad (4-9)$$

代入式 (4-8) 得谐振电感  $L=4.11\mu H$ 。

## (3) 输出滤波电感设计

通过上述计算的变压器的数值, 以及本文采用全波整流方式。在 LC 滤波电路中, 滤波电感  $L_1$  的理论计算公式:

$$L_1 = \frac{V_{out}}{4 f I_{o \min}} \left( 1 - \frac{V_o}{\frac{V_{in}}{n} - V_{LO} - V_D} \right) \quad (4-10)$$

式中  $V_{out}=70V$ ,  $I_{o \min}=0.5 \Delta I_{\max}=4A$ 。计算的输出滤波电感  $L_1=12\mu H$ 。考虑到实际情况最终将滤波电感取为  $20\mu H$ 。

# 4.5 本章小结

本章介绍了后级降压结构的设计。其中涉及到软开关技术的选择。本章节首先主要介绍了各种软开关电路的特点, 使用场合。最终确定了谐振变换器电路作为软开关来减小开关管的开关损耗。然后详细的分析了移相全桥 ZVS 的 DC/DC 变换器的构成、实现过程。最后将两级合并, 搭建了完整的电动汽车充电桩的拓扑结构图。

# 5 系统仿真分析

## 5.1 APFC 电路的仿真

本文首先对前级电路进行了仿真，依据单周期的控制原理在 MATLAB/Simulink 中通过相关模块搭建了无桥有源功率因数校正仿真电路<sup>[52]</sup>。为对无桥 Boost PFC 电路的电感电流进行采样，开关管采用 IGBT，同时增加了 2 个独立的二极管 D3、D4，就获得了电感电流方向相同的采用信号。仿真参数含义：AC 为交流输入电源电压，D~D3 是快速恢复二极管，VT1、VT2 是开关管。 $L_1$ 、 $L_2$  是升压电感， $R_S$  为检测电阻。仿真图中的三个示波器 Scope 的作用是因此显示三个测量值即交流输入电压  $u_i$ 、交流输入电流  $i$ 、直流输出电压  $u_o$ ，脉冲信号经过 Data Type Conversion 把数据转化为布尔型作为 SR 触发器的输入信号，仿真时间为 0.1s。

依据前以小节的对电路参数的计算，仿真参数表 5-1 所示。仿真图如图 5-2 所示。

表 5-1 仿真参数

Tab. 5-1 The simulation parameters

类型	数值	类型	数值
输入电压	220VAC	输入频率	50Hz
输出电压	400VDC	开关频率	100kHz
额定输出功率	2.5KW	效率	>90%
升压电感	0.2mH	功率因数	>0.99

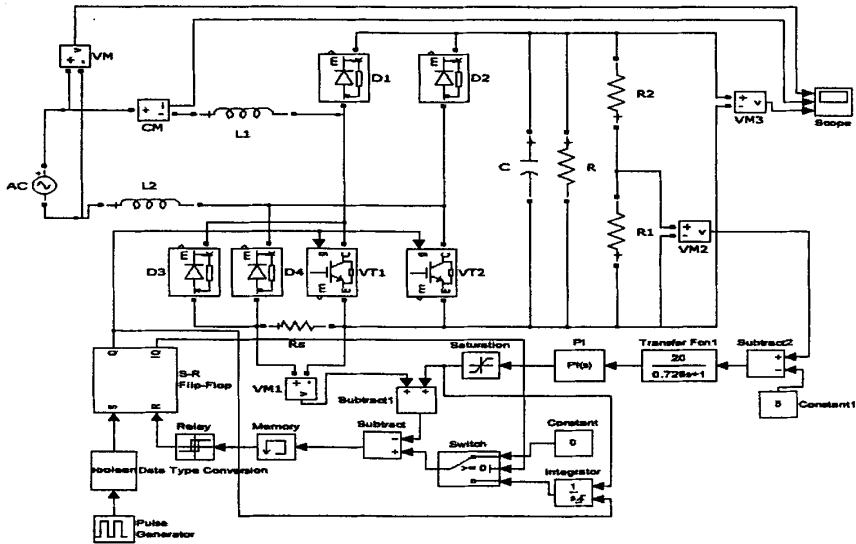


图 5-2 单周期控制的有源功率校正仿真图

Fig. 5-2 Simulation of APFC with one cycle control

示波器显示波形图如 5-3 所示。

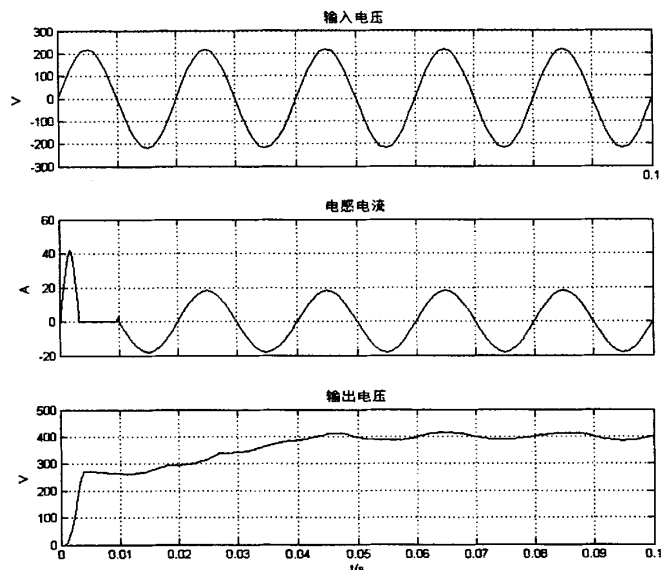


图 5-3 输入电压/电流/输出电压波形

Fig. 5-3 Input voltage /current /output voltage waveform

通过此仿真的波形图可以看出，在最初时刻由于浪涌电流的存在，单周期控制系统有较小的波动，经过很短的时间即 0.01s 后系统进入稳定状态。如图所示，在单周期的控制策略下输入交流电压电压与输入交流电从 0.01s 基本能保持同相位，输入电压与输入电流的相角差较小，且电感电流的波形也比较平滑。由功率计算公式  $P = UI\cos\theta$ ，可以看出当输入电压与电流同步变化后有功功率达到最大。从第三个图可以看出输出的直流电压在 0.04s 后电压纹波较小，电压趋于稳定，之后基本能维持在 400V 左右。输入的功率就会被最大化的利用，减少了电能资源的浪费。由仿真图分析可以得出单周期控制具有良好的控制效果，可以实现作为电动汽车充电桩的前级。

## 5.2 降压电路仿真

主体电路结构是按移相全桥 ZVS-PWM 电路搭建的，图中直流 400V 是用以替代前级 AC/DC 变换器输出的稳定直流电压，依据电路图 4-8 搭建了仿真电路，进行了仿真实验<sup>[53]</sup>，如图 5-4 所示，它的仿真参数如表 5-2 所示。控制部分由电流、电压采集模块、PI 调节模块、积分模块、增益模块等组成。它的作用是返回闭环检测的信息，调节移相角控制模块来改变占空比保证稳定输出。其中 Pulse1 和 Pulse2 模块为两个脉冲产生器模块，它们的作用是发送一定占空比的 PWM 波到超前桥臂上的开关管 Q1、Q3，然后把闭环控制电路的反馈信息看作移相角，对两个脉冲产生器模块进行滞后处理并送入滞后桥臂上的开关管 Q2、Q4。这样便能获得四路上下互补、前后移相的开关驱动信号。电压电流采集模块的作用是采集电路中



各处所需的电压电流信号，相关参数的设计见上一小节。仿真波形图如图 5-5 所示。

表 5-2 仿真参数

Tab. 5-2 The simulation parameters

类型	数值	类型	数值
原边匝数	25	副边匝数	5
谐振电感	4.11uH	滤波电感	20 uH

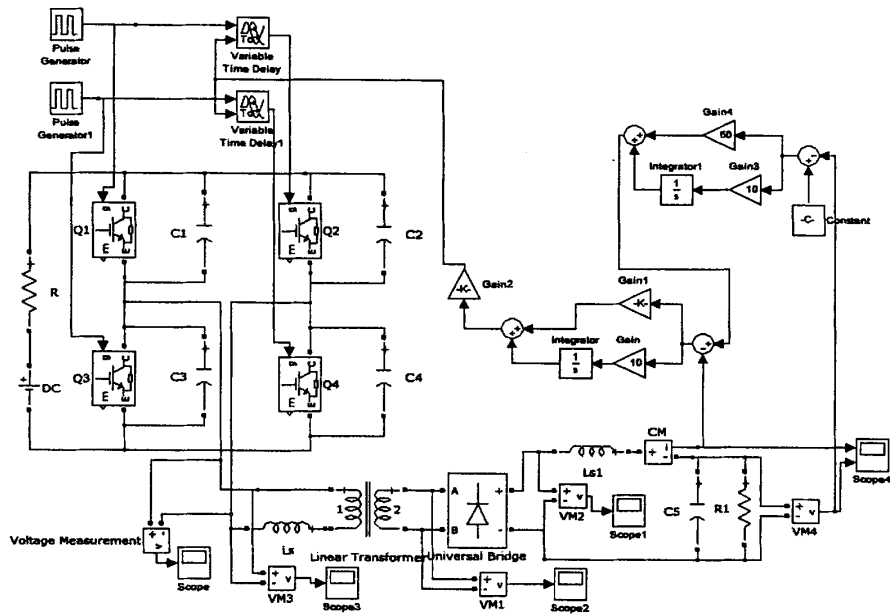


图 5-4 DC/DC 全桥仿真模型

Fig. 5-4 DC/DC full bridge simulation model

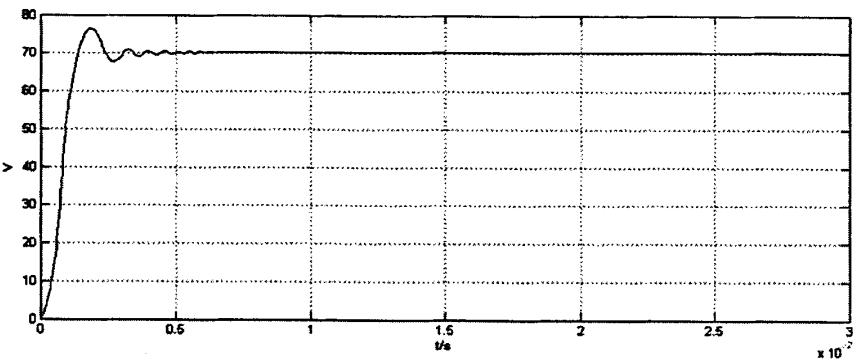


图 5-5 输出电压波形

Fig. 5-5 Waveform of output voltage of the second stage circuit

通过图形可以看出在初始时刻由于一些干扰因素的存在，系统不稳定，经过很短的时间调整后，即在 0.005s 后系统从微小波动状态达到稳定状态，输出电压基本能够维持在 70V 左右，满足设计要求。所以当前级电路末端连接直流降压变换器之后，降压变换器的输出端能保持平稳的输出，且输出满足给电动汽车充电的高质量电压。因此，后级降压结构也是可行的。

通过对前后两级拓扑结构的仿真验证分析，可以看出本文采用此两种结构组合构成电动汽车充电桩的核心结构是可行的，不仅可以完成为电动汽车充电的功能，而且可以极大的提高充电效率。

### 5.3 本章小结

本章主要针对前几节所选择的拓扑结构以及相应的控制算法，对其进行了仿真。通过对前级基于单周期控制的无桥 Boost 结构进行了仿真分析，说明设计的前级电路可以提高功率因数，并且保证输出的直流电压的稳定性。通过对后级的基于移相 ZVS-PWM DC/DC 的仿真分析说明其可以将前级输出的电压降到需要的纹波较小的直流电压。

## 6 结论

### 6.1 工作总结

电动汽车是一种清洁能源汽车，是当前解决能源危机问题和汽车尾气污染问题的一种有效措施，因此电动汽车充电桩的研究也逐渐受到重视。电动汽车的配套基础设施的研究对于电动汽车的推广与普及都有重要意义，而变换器结构的设性能好坏直接影响到充电效率进而影响去推广。其中，如何解决电动汽车的驱动动力的能源供给问题，实现方便清洁高效的为电动汽车动力电池充电，这个问题是当前电动汽车普及与推广的重要阻碍之一。目前电动汽车充电基础设施装置有三种形式即充电桩、充电站、车载充电器。而本文以电动汽车的基础充电设施充电桩为重点研究对象，以提高充电桩的充电效率为重点研究内容。首先，以充电桩的拓扑选择与设计作为出发点，选用了一种无桥校正拓扑作为充电桩的前级电路。通过对各方面性能以及优缺点等方面进行了全面比较分析，选择了本文提出的无桥 PFC 拓扑。本文中分别对无桥 PFC 的四种算法进行了比较与分析即平均电流控制、峰值电流控制、滞环电流控制、单周期控制。最终确定采用基于单周期控制策略，并通过仿真进行了验证分析。

本文主要完成的工作总结如下：

- (1) 本文首先介绍了电动汽车充电桩的研究背景及意义。同时也通过查阅国家相关部门公布的数据，充分的叙述了目前电动汽车充电桩的发展概况，和它所需要改进的地方。
- (2) 从各方面包括系统性能、校正效果、电路设计的难易程度等方面对充电桩的系统进行了全面的分析。
- (3) 对充电桩的一般结构以及它的改进拓扑进行了介绍与分析，并对各级功率变换器电路的工作原理进行了简要的介绍。
- (4) 对基于单周期的无桥 Boost PFC 和基于移相全桥 ZVS-PWM DC/DC 变换器进行了仿真验证，从效率、功率因数、输入电压波动以及输出电压的稳定性等方面对其进行比较分析。

### 6.2 下一步工作及展望

本文研究的是一种高效率的电动汽车充电桩的设计，电动汽车及其配套设施充电桩的研究对于解决环境污染等问题，具有深渊的影响。但是由于能力的不足以及实验设备的限制，本文中还存在一些需要完善的地方。

- (1) 本文中大部分内容都是基于理论的研究与分析，需要进一步进行实际测试与验证。
- (2) 前级 AC/DC 电路如果也引入软开关技术，开关损耗会减少的更多，充电效率会更高，效果会更好。
- (3) 以 Boost 拓扑电路为基础，进一步探索更好的无桥 Boost 结构，以降低器件损耗，提升 PFC AC/DC 变换器的充电效率。
- (4) 电动汽车充电时具有很大的随机性和不确定性。因此电动汽车充电时会造成大量能源的浪费，必须要与新能源发电配合，实现智能充放电控制。

## 致 谢

光阴似箭，时光如梭。研究生生涯就要结束了，对于校园生活的依依不舍与留恋溢于言表，在迈出学校门槛踏入社会洪流之前，在此我向所有对我学习生活工作上给予我莫大帮助的人致以真诚的感谢及衷心的祝福！

首先，从我呱呱坠地到我蹒跚学步，从我咿呀学语到如今即将研究生学业，感谢父母含辛茹苦养育了我二十多年，将我培育成社会需要的人才，付出了很多心血让我能够进入东北农业大学，这个高等学府的门槛，为了让我安心在校学习，无论生活有多么的艰难也不吭声，身体上有什么问题都自己坚强的硬撑着，感谢父母无私的付出与辛劳，在此希望父母身体健康，万事如意，你们永远健康快乐是我最大的心愿！

其次，感谢东北农业大学，这个富有诗意的美丽校园，以其独特的魅力和强大的师资力量把我深深吸引住，给予我强大的动力考入这所心驰神往的学校，作为我的母校，我深切记得校园里的每一个角落，每一处的花草树木。母校学习氛围浓郁，每个来到东北农业大学的学子都热爱学习，为了让各位学子好好学习，学校不仅在各教学楼设立了自习室，并将图书馆的资源对外开放，为学生的研究提供了直接，快捷的资源。在生活上，东北农业大学更是有哈尔滨最好食堂的美名，每次在过节时都会做一些相关的好吃的食物，以最优惠的价格卖给学生，让学生在节日里也感受节日的快乐。母校对我的细致入微的关心呵护数不胜数，在此希望母校松柏长青，更美丽迷人！

接着，感谢我的恩师张喜海副教授，在研究生的学习阶段，张喜海是我的指导老师，他严谨的学术态度和轻松的教学模式让我印象深刻，在读研究生期间，张喜海老师就帮助我定下了研究课题及未来的研究方向，在我研究上遇到问题时，老师无论多忙，都会空出时间与我讨论并予以解决。在我的毕业论文撰写过程中，从最初的定题到资料收集，到写作、修改，到论文定稿，张喜海老师给予了我耐心的指导和无私的帮助。在指导我的论文时，他牺牲了自己的休息时间，时常与我沟通，提出存在的问题，经过老师的指正，我才能取得显著的进步。感谢我的恩师对我学术研究及校园生活上的多方照顾，在此，衷心祝愿老师生活愉悦，工作顺利，桃李遍天下！

最后，感谢我的室友，我们从全国各地来到东北农业大学，又分到一个寝室，二年的时间在生活上与我相互扶持，相互帮助，在我遇到困难时施以援手，同时感谢实验室的师兄师姐，师弟师妹们，在学习过程给我提出宝贵的意见，与我同舟共济，在学术研究的道路上互相分享自己的经验，希望你们顺利毕业，学业有成！感谢在我课题研究，毕业论文撰写阶段，参与评阅的老师们！

人生的道路有许多的坎坷，不是一帆风顺，有痛苦、伤心，也有面对生活无法忍受的时候。但是生活中也有许多美丽的东西，或许你看不到，也感受不到，这就是生活的味道。只有感受到生活中的美好，你才会知道生活的美好。一言以蔽之，告别学生时代的同时，不忘了感恩，感谢母校，感谢父母，感谢恩师，感恩一切！

## 参考文献

- [1] 袁彤煜. 电动汽车电池的现状与发展趋势[J]. 科技展望, 2016, 26 (15) : 285.
- [2] 杜林. 电动汽车电池的现状与发展趋势探讨[J]. 工业, 2015 (8) : 105-105.
- [3] 黄永刚. 电动汽车技术进展和发展趋势[J]. 工业, 2016 (18) : 00082-00082.
- [4] 余岳, 汪红霞. 电动汽车充电桩设计研究[J]. 科技创新导报, 2012 (22) : 37-37.
- [5] 赵东. 电动汽车车载充电器设计[D]. 北京交通大学, 2015.
- [6] 刘宁. 电动汽车智能充电桩的设计与实现[J]. 工程技术: 文摘版, 2016 (3) : 00278-00278.
- [7] 范建磊, 刘君. 电动汽车充电桩综合评价方法研究[J]. 电气应用, 2014 (11) : 31-35.
- [8] 周红丽. 基于 AVR 单片机的电动汽车充电桩系统设计与研究[D]. 江苏大学, 2016.
- [9] 王凡, 王志强. 一种高效率的无桥 Boost PFC 拓扑的研究[J]. 电源世界, 2006, 05: 30-33.
- [10] 白茂军. 软开关无桥 Boost PFC 技术的研究[D]. 西南交通大学, 2010.
- [11] 钱国栋. 纯电动汽车充电桩的无桥 PFC 控制算法和 EMI 抑制研究[D]. 电子科技大学, 2015.
- [12] 王寅浩. 一种新型软开关无桥 Dual-Boost PFC 变换器研究[D]. 西南交通大学, 2012.
- [13] 贲洪奇, 张继红. 开关电源中的有源功率因数校正技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [14] 张盟. 基于软开关技术交错并联功率因数校正电路研究与设计[D]. 广东工业大学, 2016.
- [15] 宋杨. 浅谈改变输入电流正弦化提高系统功率因素的原理及应用[J]. 中国科技博览, 2015 (19) : 44-44.
- [16] 褚卫东. 单周期控制单相 Boost 结构有源功率因数校正电路的研究和应用[D]. 上海交通大学, 2008.
- [17] 刘潇. 基于单周期控制的 Boost 功率因数校正电路研究[D]. 湖北工业大学, 2014.
- [18] 张琳. 单周期控制的软开关无桥升压 PFC 电路的研究[D]. 太原理工大学, 2012.
- [19] 李军伟. 基于单周期控制的无桥升压 PFC 电路研究[D]. 太原理工大学, 2011.
- [20] Eghtedarpour N, Farjah E. Power Control and Management in a Hybrid AC/DC Microgrid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5 (3) : 1494-1505.
- [21] 裴荣娜, 郭兴众, 徐黄华, 等. 一种基于 V2G 技术的电动汽车充电桩的充放电控制策略[J]. 安徽工程大学学报, 2016, 31 (4) : 58-62.
- [22] 雄健, 张凯. 一种改进的间接电流控制方案方针[J]. 电工技术学报, 2003, 5 (2) : 57-63.
- [23] 温向宇. 单周期控制无桥 Boost PFC 技术研究[D]. 西南交通大学, 2014.
- [24] 左琛, 胡莹, 常越. 开关电源中电磁干扰的产生及其抑制[J]. 电力电子技术, 2007, 41 (1) : 78-80.
- [25] 王增福, 李昶, 魏永明. 开关电源原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006, 4.
- [26] 黄冲冲. 基于软开关技术直流开关电源的研究[D]. 西安: 西安科技大学, 2012. 25-32.
- [27] 张忠杰, 程苗苗, 包跃跃, 等. 新型软开关 DC/AC 升压变换器控制方法及仿真研究[J]. 磁性元件与电源, 2016 (11) : 144-148.
- [28] An L, Lu D C. Design of a Single-Switch DC/DC Converter for a PV-Battery-Powered Pump

- System With PFM+PWM Control[J]. Industrial Electronics IEEE Transactions on, 2015, 62(2): 910-921.
- [29] Luth T, Merlin M M C, Green T C, et al. High-Frequency Operation of a DC/AC/DC System for HVDC Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4107-4115.
- [30] 吴雯雯, 王晶鑫, 姜建国. ZVS 移相全桥变换器的数字控制器设计[J]. 电气自动化, 2010, 32(3): 31-32.
- [31] 张强, 林维明. 一种最小应力的无源无损软开关方案[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4999-5008.
- [32] 张强, 林维明, 徐玉珍. 一种用耦合电感实现零电压零电流开关的移相全桥变换器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(21): 142-149.
- [33] 杜贵平, 张波, 陈立军. ZVS 移相全桥变换器开关管等损耗控制策略[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 103-107.
- [34] 陈仲, 汪洋, 李梦南. 一种低环流损耗的宽范围 ZVS 移相全桥变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 30(22): 71-79.
- [35] 徐平凡, 陈忠仁, 陈果, 等. 零电压开关移相全桥变换器尖峰抑制的实现[J]. 电器与能效管理技术, 2011(9): 29-32.
- [36] 荣军, 粟向军, 万力, 等. 移相全桥零电压开关 PWM 电路的技术研究[J]. 电器与能效管理技术, 2015(4): 16-21.
- [37] 王光, 余明友, 朱忠尼, 等. 一种新型零电压零电流开关移相全桥变换器[J]. 空军预警学院学报, 2010, 24(6): 425-428.
- [38] 王俊, 毕长生, 谢易彭. 采用零电压移相全桥变换器的电力电子变压器的仿真研究[J]. 沈阳农业大学学报, 2012, 43(5): 629-632.
- [39] 姚修远, 金新民, 周飞, 等. 零电压零电流转换软开关技术中二极管反向恢复的影响[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 944-952.
- [40] 朱学政, 张一鸣, 张玉涛. 基于 ZVS 软开关技术的 30KW 大功率开关电源设计[J]. 电气自动化, 2016, 38(2): 20-21.
- [41] 乔茜. 软开关技术在电力电子变换电路中的应用研究[J]. 工程技术: 全文版, 2016(6): 00207-00207.
- [42] 周坤鑫. 直流开关电源的软开关技术及其新发展研究[J]. 科研, 2016(7): 00106-00106.
- [43] 钟丹阳. 软开关技术的原理与应用[J]. 技术与市场, 2016, 23(11): 144-144.
- [44] 侯康. 基于移相全桥软开关技术的车载充电机研究[D]. 武汉理工大学, 2015.
- [45] 陈凯. 基于软开关技术的电动汽车蓄电池充电电源的研究[D]. 三峡大学, 2015.
- [46] 卢刚菊. 基于半桥谐振软开关技术的 DC/DC 电源的研究[D]. 电子科技大学, 2016.
- [47] 苏小丽, 佃松宜, 郑万里. 带零电压转换软开关的新型单相单级隔离式 Cuk 开关电源[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 66-72.
- [48] Kish G J, Ranjram M, Lehn P W. A Modular Multilevel DC/DC Converter With Fault Blocking Capability for HVDC Interconnects[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 148-162.

- [49] Parastar A, Seok J K. High-Gain Resonant Switched-Capacitor Cell-Based DC/DC Converter for Offshore Wind Energy Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (2) : 644-656.
- [50] Tripathi A K, Mainali K, Patel D C, et al. Design Considerations of a 15-kV SiC, IGBT-Based Medium-Voltage High-Frequency Isolated DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51 (4) : 1-1.
- [51] 易臻希. 单相全桥光伏并网逆变器的软开关技术研究[J]. 电子工业专用设备, 2016(11): 50-54.
- [52] 乔琳君. 基于 Matlab 的无桥 PFC 电路仿真[J]. 电子设计工程, 2014, 22 (2) : 82-85.
- [53] 裴素萍, 胡俊峰, 韩梁. ZVZCS 移相全桥变换器的设计与 MATLAB 仿真[J]. 中原工学院学报, 2013, 24 (5) 10-14.

## 攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] Xihai Zhang, Dong Liu, Chengguo Fan, Jiali Du, Junlong Fang, Fanfeng Meng. Novel and Smart Automatic Light-Seeking Flowerpot for Monitoring Flower Growth Environment [J]. International Journal of Agricultural and Biological Engineering, accepted.
- [2] 孟繁疆, 姬祥, 袁琦, 刘东, 侯哲鹏. 农产品价格主题搜索引擎的研究与实现[J]. 东北农业大学学报, 2016, (09): 64-71.