



浙江工业大学

硕士学位论文

论文题目：直流充电桩电源模块的研究与设计

作者姓名 王长河

指导教师 南余荣教授

学科专业 控制工程

培养类别 全日制专业学位硕士

所在学院 信息工程学院

提交日期 2016 年 10 月 18 日

浙江工业大学硕士学位论文

直流充电桩电源模块的研究与设计

作者姓名：王长河

指导教师：南余荣 教授

浙江工业大学信息工程学院

2016 年 10 月

**Dissertation Submitted to Zhejiang University of Technology
for the Degree of Master**

**THE RESEARCH AND DESIGN OF POWER MODELE
FOR DC CHARGING PILE**

Candidate: Wang Changhe

Advisor: Prof.Nan Yurong

**College of Information Engineering
Zhejiang University of Technology
Oct 2016**

浙江工业大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的科研成果。除文中已经加以标注引用的内容外，本论文不包含其它个人或集体已经发表或撰写过的研究成果，也不含为获得浙江工业大学或其它教育机构的学位证书而使用过的材料。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人承担本声明的法律责任。

作者签名: _____ 日期: _____ 年 _____ 月 _____ 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，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权浙江工业大学可以将本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和汇编本学位论文。

本学位论文属于

- 1、保密□，在一年解密后适用本授权书。
- 2、保密□，在三年解密后适用本授权书。
- 3、不保密☒。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名: 日期: 年 月 日

导师签名: _____ 日期: _____ 年 _____ 月 _____ 日

直流充电桩电源模块的研究与设计

摘 要

为了解决能源危机，近年来电动汽车以及为其充电的直流充电桩得到了飞速的发展，而直流充电桩电源模块又是直流充电桩的核心部分，因此研究与设计一款具有强抗干扰能力、高效率、高功率因数、低谐波、软开关技术等性能的直流充电桩电源模块有着重要的意义。

直流充电桩电源模块采用两级结构，前级采用交错并联的三相 VIENNA 整流器，利用单周期控制技术，以满足工业应用中高功率因数的要求。后级利用前级整流器直流母线输出电容端电压的自动均衡功能，在其后端串接两路全桥 LLC 谐振变换器，达到减小功率器件的电压应力。通过选用此种方案，可提高整个电源模块的输出功率和增大电源模块的输出电压范围的目的。

首先对三相 VIENNA 整流器的基本工作原理作了详细分析，并推导了其在单周期下的核心控制方程。在此基础上建立了其大信号平均值模型、小信号模型以及电流环小信号模型，并给出了电压调节器的关键参数设计方法。同时在 MATLAB/SIMULINK 软件中搭建仿真模型，验证了本文采用单周期控制的三相 VIENNA 整流器能够实现高功率因数的功能，且整流器直流母线输出电压具有良好的稳定性能和动态性能。

其次详细分析了全桥 LLC 谐振变换器的工作原理，通过基波分析法推导出变换器的等效电路模型，并对电路的稳态进行了分析，以及谐振腔参数的综合设计。然后根据以上的理论分析设计全桥 LLC 谐振腔参数，通过软件仿真验证了全桥 LLC 变换器工作原理分析的正确性以及参数设计的可用性。

最后针对选定的直流充电桩电源模块的设计方案，制作了以一台样机。通过实验测试可以看出，采用单周期控制的交错并联三相 VIENNA 整流器具有良好的动态性能和稳定性。验证了全桥 LLC 谐振变换器的功率开关管可以在全范围内实现 ZVS 开通与关断，减小了电路损耗，提高了整机效率。

关键词：单周期控制，三相 VIENNA 整流器，全桥 LLC，小信号模型，基波分析法

THE RESEARCH AND DESIGN OF POWER MODELE FOR DC CHARGING PILE

ABSTRACT

In order to solve the energy crisis in recent years, the electric vehicles and the DC charging piles have acquired rapid development. As the power supply module of DC charging pile is the core of DC charging pile, it is necessary to resreach and design a power module of DC charging pile with Strong anti-interference ability, high efficiency, high power factor, low harmonic, soft switching technology and so on.

Two-stage structure is adopted for power supply module of DC charging pile, the former stageadopts the three-phase VIENNA rectifier with staggered parallel, and the one cycle control technology is adopted to meet the requirement of high power factor in industrial applications. After using the automatic balancing function of the output capacitance of the DC bus of the former stage rectifier, a series of two full bridge LLC resonant converters are connected in series for reducing the voltage stress of the power device. By using this scheme, the output power and the output voltage range of the whole power supply module can be improved obviously.

Firstly, the basic working principle of three-phase VIENNA rectifier is analyzed in detail, and its core control equation in one cycle is deduced. The large signal mean value model, the small signal model and the current loop small signal model are established, and the key parameter design method of the voltage regulator is given. At the same time, a simulation model is built in MATLAB / SIMULINK. It is verified that the three-phase VIENNA rectifier with one-cycle control can achieve high power factor.

Secondly, the working principle of the full bridge LLC resonant converter is analyzed fully, t through fundamental analysis to derive an equivalent circuit model of the converter, the steady state circuit was analyzed, and integrated resonator design parameters. Then, according to the theoretical analysis and design of full bridge LLC resonant cavity parameters, the validity of the analysis of full bridge LLC converter and the availability of parameter design are verified by simulation.

Finally, a power supply prototype was designed according to the design of the DC charging pile power module. It can be seen from the experimental results that the single cycle controlled

interleaved three-phase VIENNA rectifier has good dynamic performance and stable performance. At the same time, it is verified that the power switch of full bridge LLC resonant converter can realize ZVS turning on and off in the whole range, reducing the circuit loss and improving the whole machine efficiency.

Key words: one cycle control, three-phase VIENNA rectifier, full bridge LLC, small signal model, fundamental analysis.

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT	II
第 1 章 绪 论.....	1
1.1 背景和意义.....	1
1.2 国内外直流充电桩电源模块的发展现状.....	1
1.3 直流充电桩电源模块整体结构方案.....	2
1.3.1 三相整流器拓扑结构.....	3
1.3.2 DC-DC 变换器拓扑.....	3
1.4 本文内容安排.....	4
第 2 章 三相 VIENNA 整流器.....	6
2.1 三相 VIENNA 整流器的工作原理.....	6
2.2 单周期控制的三相 VIENNA 整流器.....	10
2.2.1 单周期控制原理.....	10
2.2.2 单周期控制三相 VIENNA 数学方程式推导.....	12
2.3 直流母线输出电容端电压自动均衡分析.....	16
2.4 三相 VIENNA 整流器关键参数设计.....	18
2.4.1 交流侧输入电感的设计.....	18
2.4.2 直流母线输出电容的设计.....	21
2.5 本章小结.....	21
第 3 章 三相 VIENNA 整流器设计与仿真.....	22
3.1 整流器的大信号平均值模型.....	22
3.2 整流器的小信号模型.....	25
3.3 等效电流环的小信号模型.....	26
3.4 整流器电压环的 PI 控制器设计.....	27
3.5 整流器系统仿真.....	31
3.5.1 开环状态下仿真.....	31
3.5.2 闭环状态下仿真.....	31
3.6 本章小结.....	32
第 4 章 全桥 LLC 谐振变换器分析与设计.....	33
4.1 LLC 谐振变换器理论分析.....	33
4.1.1 全桥 LLC 谐振变换器的结构.....	33
4.1.2 全桥 LLC 谐振变换器工作原理.....	33
4.2 基于基波分析法的等效电路模型.....	37
4.2.1 开关逆变网络模型的建立.....	37
4.2.2 整流滤波网络模型的建立.....	38
4.3 谐振变换器的稳态特性分析.....	39
4.3.1 以 Q 为参数时的增益分析.....	40
4.3.2 以 k 为参数时的增益分析.....	41

4.4	谐振变换器参数的综合设计要求	42
4.4.1	谐振腔品质因数 Q 的要求	42
4.4.2	谐振腔工作频率 f_s 的要求	43
4.4.3	谐振腔电感比 k 的要求	44
4.5	谐振变换器的参数设计	45
4.5.1	谐振变换器设计参数指标要求	45
4.5.2	谐振变换器参数设计步骤	45
4.6	全桥 LLC 谐振变换器仿真	47
4.7	本章小结	51
第 5 章	直流充电桩电源模块的软硬件设计	52
5.1	电源模块的硬件设计	52
5.1.1	输入电压采样调理电路	52
5.1.2	输入电流采样和电过流保护路	53
5.1.3	直流母线输出电容电压采样电路	53
5.1.4	VIENNA 整流器驱动电路	53
5.1.5	全桥 LLC 的驱动电路	54
5.2	直流充电桩模块的软件设计	54
5.2.1	系统控制软件整体流程图	55
5.2.2	系统 A/D 中断服务程序流程图	55
5.2.3	系统数值 PI 调节程序流程图	55
5.3	本章小结	56
第 6 章	直流充电桩电源模块样机测试及分析	57
6.1	整机实验结果及分析	57
6.2	整机输出外特性与效率分析	62
6.3	本章小结	64
第 7 章	总结与展望	65
7.1	总结	65
7.2	展望	66
参考文献		67
致 谢		70
附 录		71
攻读学位期间参加的科研项目和成果		72

第 1 章 绪 论

1.1 背景和意义

伴随着不可再生能源的不断消耗，随之而来的能源危机问题迫使世界各国更加重视新能源的开发。汽车产业作为一个国家经济发展的重要支柱，一直是一个高能源消耗产业^[1-2]。现在世界机动车辆拥有量不断攀升，预计到2020年左右，就我国机动车辆数量而言就将超过两个亿。因此引起的石油消耗量必将不断增加，对于这种不可再生能源，人类不能长期依赖，探索和发展新能源势在必行。在这样的情况下，世界各国都对新能源汽车发展做了详细的规划^[3-4]，我国也不例外，也在积极建设充电站和充电桩等公共设施，为电动汽车的发展做准备。

近几年来，我国相继颁布了一系列支持和推动新能源汽车发展的政策，例如《关于继续开展新能源汽车推广应用工作的通知》、《国务院办公厅关于加快新能源汽车推广应用的指导意见》、《关于电动汽车用电价格政策有关问题的通知》等等^[5]。从国家出台的相关政策可以看出，大力发展节能与新能源汽车是我国今后的一个重要方向及目标，汽车产业必将迎来重大改革。在新能源电动车快速发展的过程中，必须要解决的问题就是对其充电^[6]，因此也迎来了充电站以及充电桩的大量建设，由于电网接入大量的充电设施^[7-8]，必然会对电网造成新的冲击。

直流充电桩电源模块是一个典型的集成的电动汽车充电模块，是电动汽车充电桩充电设备中不可缺少的重要组成部分。由于其集成度高、体积小，对于充电桩的组装和拆卸非常方便，可以实现一桩多台，市场运用非常的广泛。由于市场的使用需求量较大，其工作效率的高低直接影响电动汽车的节能效果。因此研究与设计一款具有强抗干扰能力、高效率、高功率因数、低谐波、软开关技术等性能的直流充电桩电源模块有着非常重要的意义。

1.2 国内外直流充电桩电源模块的发展现状

由于电动汽车的飞速发展，世界上许多其他国家已经对新能源电动车的设计、生产与其充电设备进行了研究，并且逐渐形成了相对比较完善的发展体系。下文针对电动汽车的充电设备相对较为发达的国家发展情况进行大致的介绍^[9]。2009 年~2013 年，美国的能源部实施了新能源电动汽车的充电桩项目，大约共建了一万两千多个充电桩。日本政府明确表示，将在国内范围大量的建设电动汽车充电基础设备，到 2020 年的目标是普通的交流充

充电桩数量为两百万个，快速的直流充电桩数量为五千个。德国政府计算到 2015 年年底，公共充电桩的保有量大约为五千多个^[10-12]。

相对于国外，我国充电桩行业在最近几年才迎来快速的发展。截止到 2015 年止，我国计划建成的充电站的数量就已经达到了一千五百多个，并且计划完成的充电桩数量就达二十多万个。充电桩分为交流充电桩和直流充电桩，由于交流充电桩提供的充电速度不是很大，充电速度相对较慢，所以直流充电桩将成为国内市场发展趋势。由于直流充电桩光明的前景，作为其核心部分的直流充电桩电源模块也得到了飞速的发展，目前在国内已有很多厂家生产对其生产。这些电源模块的关键性技术主要体现为功率校正技术、软开关技术、磁性元器件技术、功率开关驱动技术以及主电路的控制技术等。

1.3 直流充电桩电源模块整体结构方案

根据新能源电动汽车行业标准和非车载充电机的相关技术要求，设计了直流充电桩电源模块整体电路结构方案^[13-16]，最终电源模块的电路结构采用 AC-DC 和 DC-DC 两级变换器结构。AC-DC 变换器的目的是将交流输入电变换为输出稳定的直流电，DC-DC 变换器的目的是将前级输出的直流电变换为最终满足要求的直流电。论文选择了非车载直流充电桩电源模块前后级拓扑结构和控制方式，最终前级采用交错并联的三相 VIENNA 整流器，目的是获得输出稳定的直流电压；后级采用全桥 LLC 谐振变换器，用于减小器件的电应力和器件损耗，提高设备效率与功率密度，减小输出电压纹波^[17-19]。

直流充电桩电源模块的主要功能是为新能源电动汽车的动力电池充电，本次设计的直流充电桩电源模块电路结构图如图 1-1 所示。

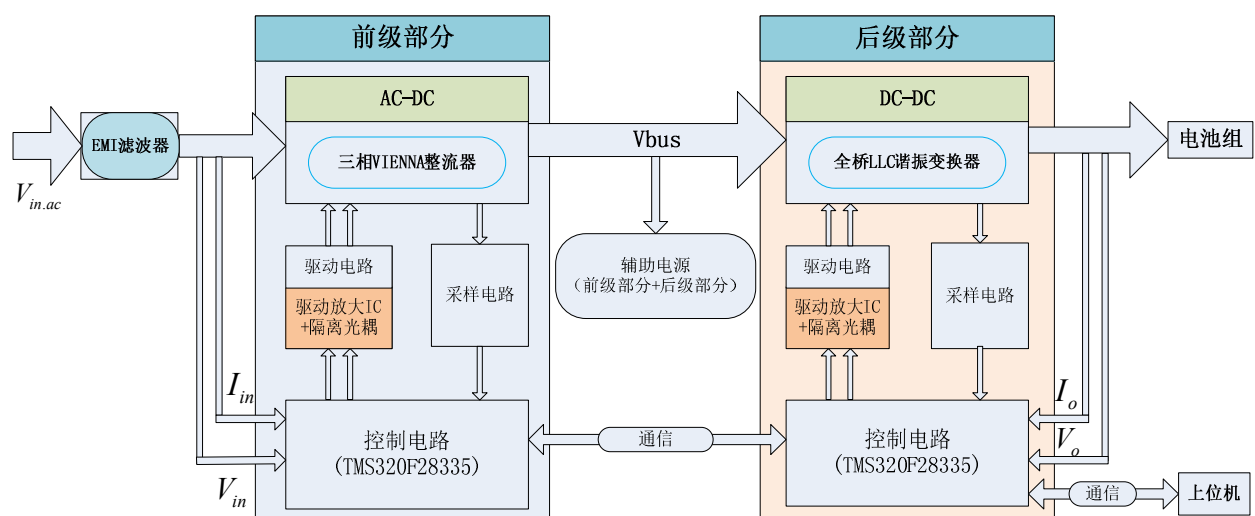


图 1-1 直流充电桩电源模块的结构框图

1.3.1 三相整流器拓扑结构

随着电网“污染”的问题日益严重，而改善的途径就是使网侧电流实现正弦化且运行于单位功率因素^[20-21]。三相三电平VIENNA整流器就可以运行于单位功率因素，因此前级电路采用交错并联三相三电平VIENNA整流器，如图1-2所示。

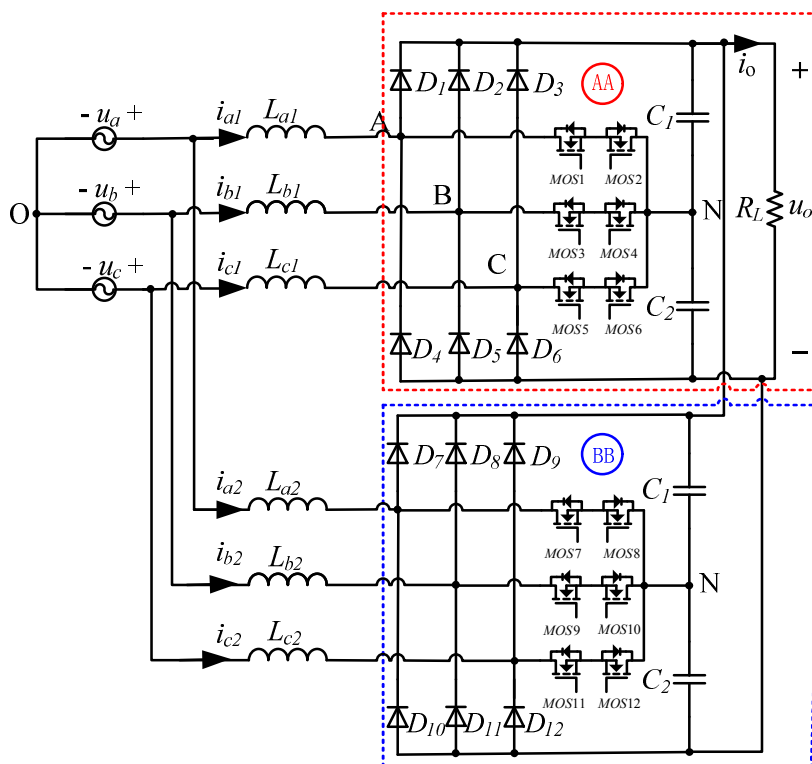


图 1-2 交错并联三相 VIENNA 整流器拓扑

相比于传统的三相 PWM 整流器，三相 VIENNA 整流器是一种结构比较新颖，系统性能比较优越，且开关管承受的电压应力低、无电压直通问题、无需设置死区时间、需要控制的开关器件少、控制和驱动相对容易。在大功率应用领域，采用三相 VIENNA 整流器不仅可降低功率开关管及二极管的电流应力，还可减小输入电流的电流波动，减小滤波器的体积。通过采用交错并联技术，使两个三相 VIENNA 整流器的输出高频波动互补，从而达到降低总输出电压高频波动，降低干扰。

1.3.2 DC-DC 变换器拓扑

传统的DC/DC功率变换器，在高开关频率下，开关管的开关损耗会成正比上升，电路效率会下降很大，同时系统会产生严重的对外电磁干扰（EMI）。通过采用软开关技术可以较为有效的缓解以上问题。软开关技术是指在开关电路中加入谐振元件，组成辅助换流网

络，在开关管开断过程中利用谐振过程，电流或电压周期性过零点时，功率开关在零电流或零电压下开通和关断，从而达到降低开关损耗以及提高系统整体效率的目的。

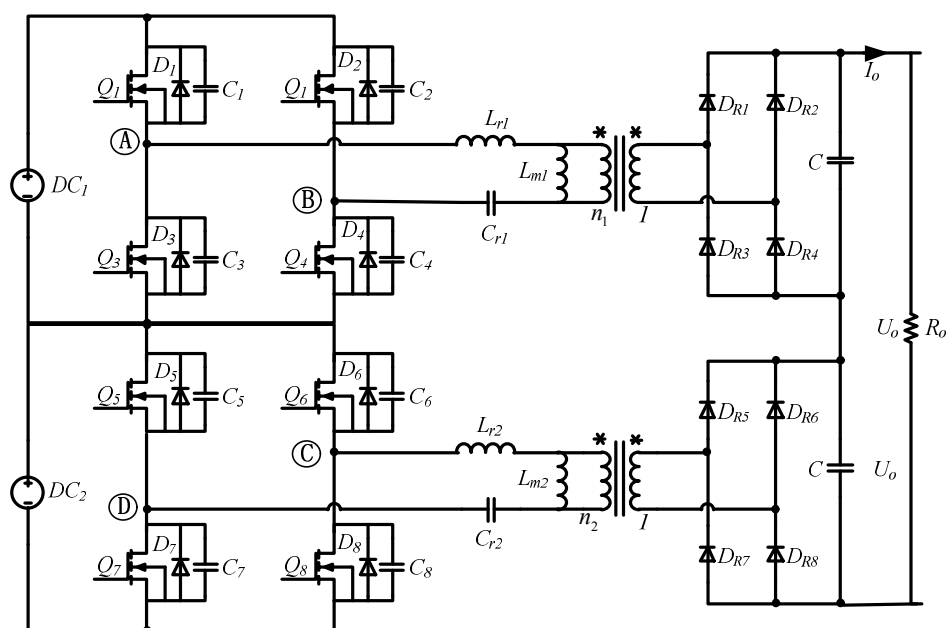


图 1-3 两路串联全桥 LLC 谐振变换器的拓扑图

1.4 本文内容安排

第一章绪论部分主要介绍了本文选题背景与意义，然后介绍了充电桩的国内外发展，根据直流充电桩的要求，选定了直流充电桩电源模块的整体结构方案。电源模块的前级采用交错并联的三相 VIENNA 整流器，后级采用两路串联的全桥 LLC 谐振变换器

第二章详细的分析了三相 VIENNA 整流器的工作原理，介绍了单周期控制的基本原理，推导了在单周期控制下的三相 VIENNA 整流器的核心控制方程。分析了在采用单周期控制技术，三相 VIENNA 整流器直流母线输出电容端电压具有自动均衡的性能，并给出了系统的关键设计参数和电感电容的设计方法。

第三章针对三相 VIENNA 整流器拓扑结构，建立了整流器的大信号平均值模型、小信号模型以及电流环小信号模型。在此基础上针对三相 VIENNA 整流器进行了电压环上控制器的设计，并通过伯德图的绘制验证了系统的稳定性。最后对系统进行了开环以及闭环仿真，仿真结果表明系统具有很好的稳定性能，且实现了单位功率因数校正的功能。

第四章详尽的分析了全桥 LLC 谐振变换器的工作原理，通过基波分析法推导出变换器的等效电路模型，并对电路的稳态进行了分析，以及谐振腔参数的综合设计。然后根据以上的理论分析设计全桥 LLC 谐振腔参数，通过软件仿真验证了全桥 LLC 变换器工作原理

分析的正确性以及参数设计的可用性。

第五章针对直流充电桩电源模块进行了软硬件的设计，绘制了电源模块的前级部分和后级部分相关的采样电路和驱动电路，并给出了系统工作的主要流程图、中断服务程序流程图和 PI 调节器控制算法流程图。

第六章针对选定的直流充电桩电源模块的设计方案，制作了以一台样机。经过对电源模块样机的整机测试与分析，验证了本文的理论分析与结果的正确性。

第七章全文总结，对后续的工作进行了展望。

第 2 章 三相 VIENNA 整流器

2.1 三相 VIENNA 整流器的工作原理

如图 2-1 所示为奥地利维也纳大学的 J.W.Kolar 教授于 1994 年提出的三相 VIENNA 整流器的原理图，该图为三相三线制接法^[22-24]，若图中 M 点和 N 点相连即为三相四线制接法^[25-26]。本文以三相三线制 VIENNA 整流器的拓扑结构为研究对象，图中的 u_a 、 u_b 、 u_c 对称交流输入，电感 L_a 、 L_b 、 L_c 的感量相等，直流母线输出电容 C_1 、 C_2 的容值相等，功率二极管 D_{a1} 、 D_{b1} 、 D_{c1} 、 D_{a2} 、 D_{b2} 、 D_{c2} 需要选用快速恢复型，三个功率器件 S_a 、 S_b 、 S_c 和十二个普通二极管组成如图 2-2 所示的双向开关，实现电流的双向流动。

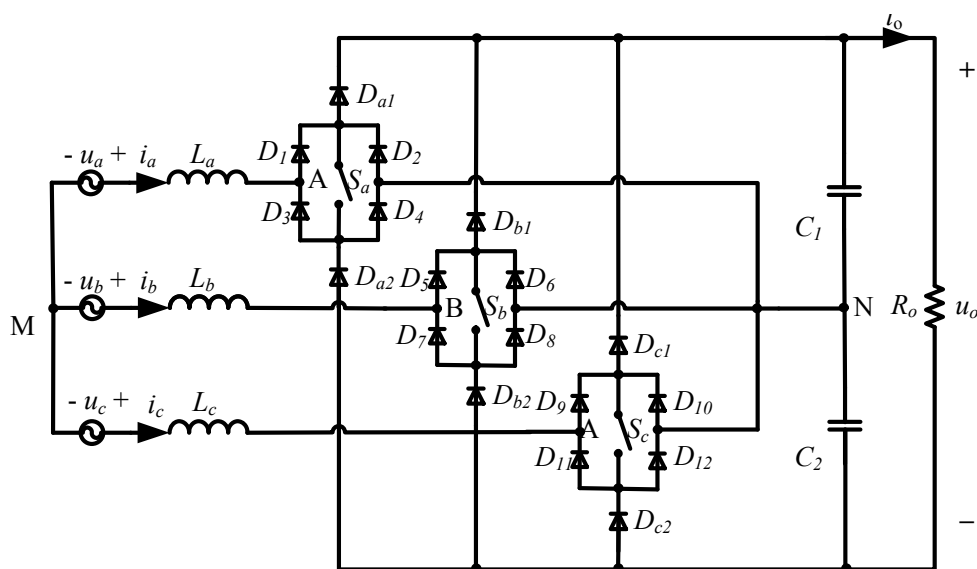


图 2-1 三相 VIENNA 整流器三线制原理图

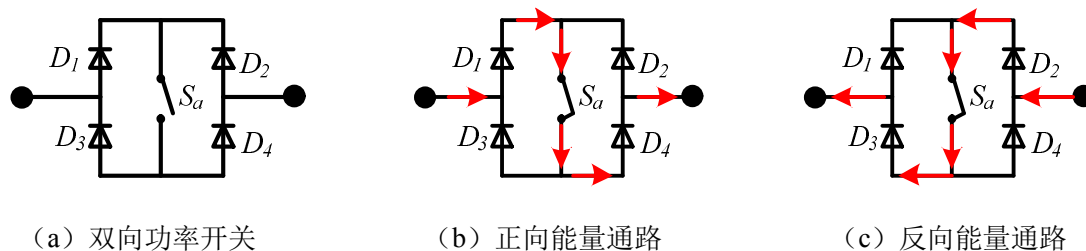


图 2-2 双向开关中的能量流通方向

如图 2-2 是由普通二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、快速恢复二极管 D_{a1} 、 D_{a2} 以及全控开关

S_a 组成的部分电路, 其作用是为了实现电路中电流的双向流动, 其功能实际就是双向开关, 因此可将电路中的这部分单独提出来, 然后将其简化成一种功能相似的电路等效模型, 如图 2-3 所示:

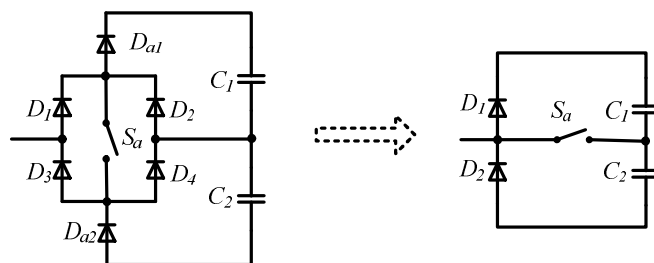


图 2-3 等效双向开关的电路模型

如图 2-4 为将开关模型简化后的三相 VIENNA 整流器等效电路图:

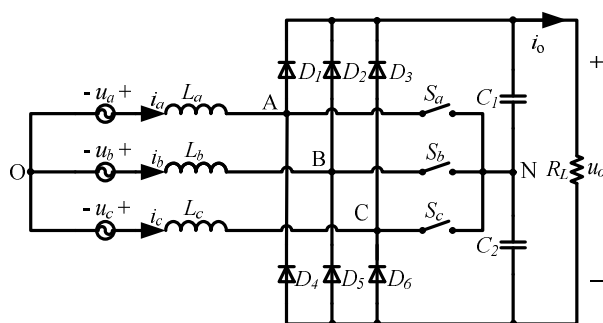


图 2-5 VIENNA 整流器的等效电路图

其中图 2-5 中双向开关 S_a 可由两个 MOSFET 管串接而成, 其拓扑结构如图 2-6 所示:

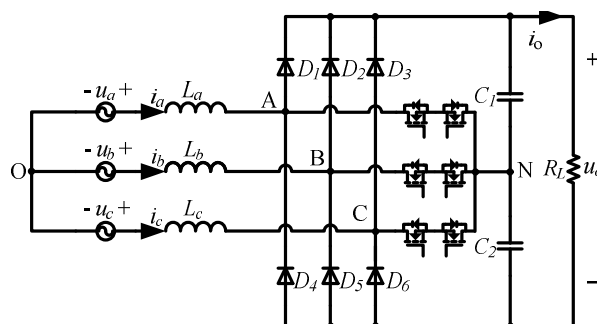


图 2-6 VIENNA 整流器的等效电路图

由于三相 VIENNA 整流器电路结构的对称性, 所以 B、C 两相的工作原理与 A 相是相同的。若三相同同时工作且三相电源对称, 则在每个工频周期内三相之间存在相互耦合。我们将每个工频电压周期划为 6 个工作区, 每个工作区间隔为 60 度, 如图 2-7 所示。如此化

分工作区的依据是在每一个工作区内，每相电压的正负保持一致，不存在电压过零点，从而保证每相的电感电流流向一致，方便电路工作原理的分析。

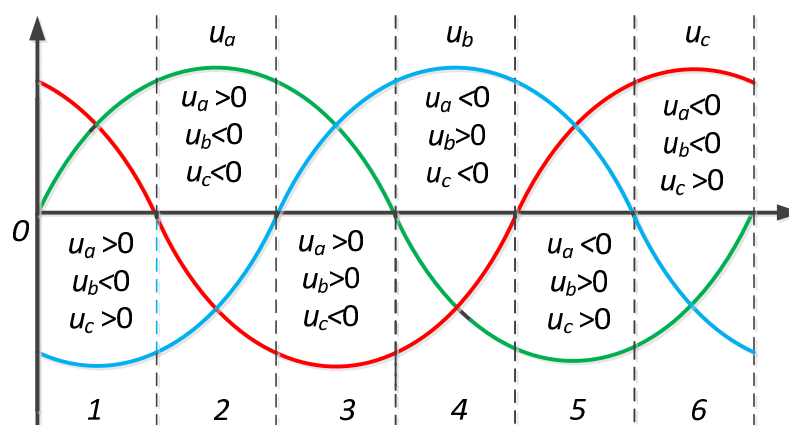


图 2-7 三相对称电源电压工作区间的划分

在每个工作区内，每个桥臂的开关管在导通和关断两种模式之间切换，根据输入电源电压的正负极性的不同，电路的工作模式是不同的，且每个工作区都有 8 种工作模式。如果用 1 表示开关管处于导通状态，0 表示开关管处于关断状态，则可以定义三相开关函数为：

$$S_i = \begin{cases} 0 & \text{开关管关断} \\ 1 & \text{开关管导通} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (2-2)$$

则全控开关管 S_a 、 S_b 、 S_c 总共产生 8 中不同的开关组合状态，如表 2-1 所示。

表 2-1 开关组合状态

开关	开关组合状态							
S_a	0	0	0	0	1	1	1	1
S_b	0	0	1	1	0	0	1	1
S_c	0	1	0	1	0	1	0	1

对于图 2-6 所示的 VIENNA 整流器的电路等效图，选取如图 2-7 中 $0 \sim 60^\circ$ 电源电压工作区间进行分析，即整流器工作在第一工作区间，三相交流输入电源电压的极性分别为 $u_a > 0$ 、 $u_b < 0$ 、 $u_c > 0$ 。在电源电压工作区间 $0 \sim 60^\circ$ ，三相 VIENNA 电路在不同开关模式下的工作情况如图 2-8 所示，开关的开通与关断的组合状态如表 2-1 所示。实线表示电路中电流流通，虚线表示电流不能流通。从图中可以清楚的看到第一工作区间内各个开关状

态下电路是如何工作的，同时也为更好的理解和分析电路工作原理带来方便。在剩下的 5 个工作区，都有相应的 8 个工作状态，这里就不再详细的分析了。

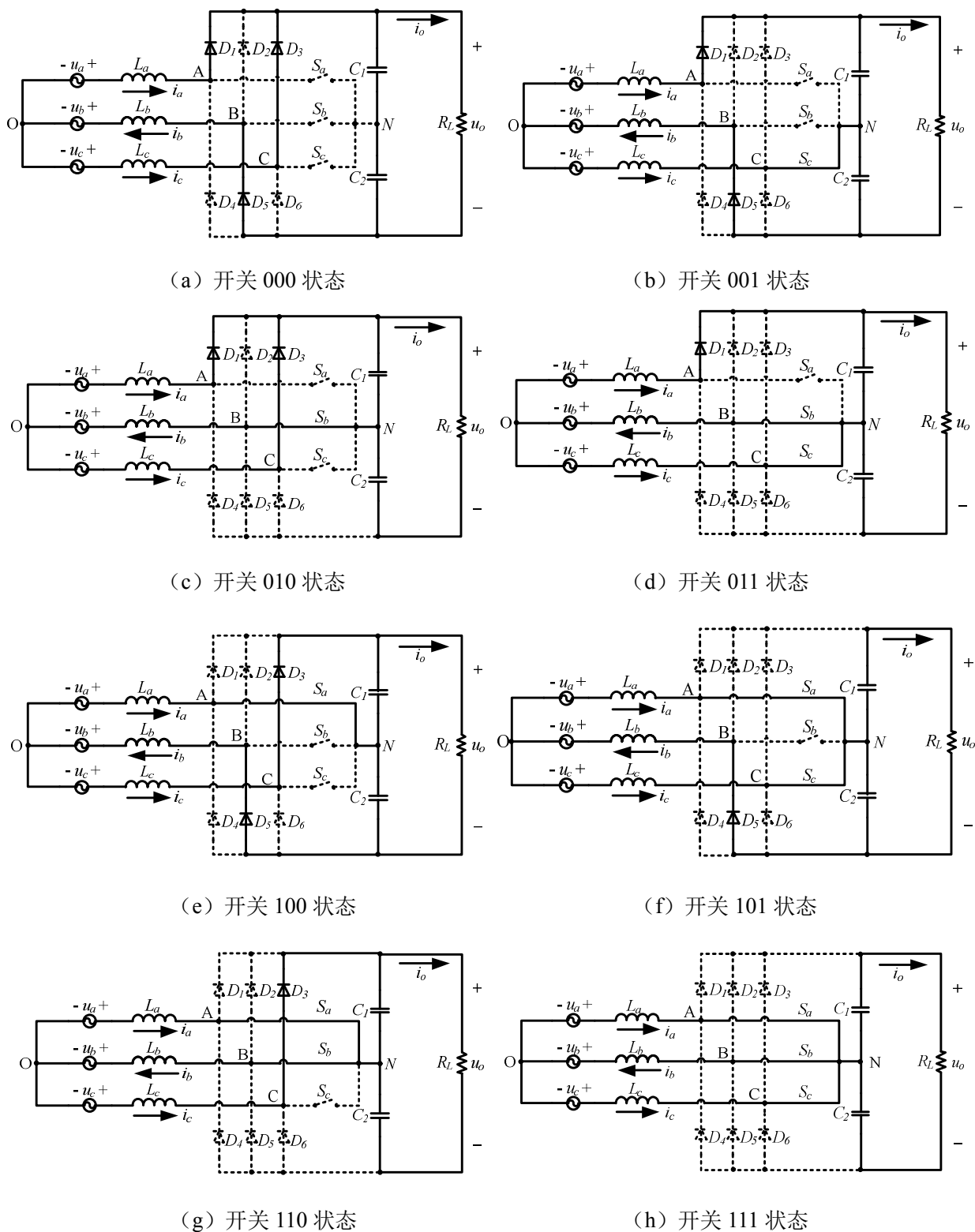


图 2-8 三相 VIENNA 整流器不同开关组合状态下的工作情况

通过以上对三相 VIENNA 整流器工作原理的整体分析可知，其与 Boost PFC 电路有相

同的升压功能。当开关管处在导通的状态时，电源给交流滤波电感充电，流过电感的电流是线性增加的，同时电容为负载提供能量；当开关管处在关断的状态时，电源和交流滤波电感一起为负载供能，同时对输出电容进行充电，此时流过电感的电流是线性降低。由于整流二极管 $D_1 \sim D_6$ 单相导通特性，整流器输出的功率只能单相流动，不能向输入侧传递，因此三相 VIENNA 整流器只能作为整流器，而不用作为逆变器使用。通过以上的分析可知，在整流器的交流输入电源电压 u_{AN} 下，其直流母线输出处于不同工作状态时，分别被箝位于 0 、 u_{C_1} 和 $-u_{C_2}$ 。当电容 $C_1 = C_2 = C$ ，输出滤波电容的电压可实现 $u_{C_1} = u_{C_2} = u_C = 0.5u_o$ 。

2.2 单周期控制的三相 VIENNA 整流器

2.2.1 单周期控制原理

下文将首先针对单周期控制技术原理进行介绍^[27-30]。如图2-9所示，因为三相VIENNA整流器的功率开关管不会出现上下同时导通的问题，不需要考虑死区时间的设置问题。 T_{on} 为开关管的导通时间， T_{off} 为关断时间， T_s 为周期，相对应占空比为 $D_{on} = T_{on} / T_s$ 。开关管以恒定频率 f_s 工作时，其开关动作可由一个开关函数 $k(t)$ 来描述，开关函数 $k(t)$ 如式 (2-2)：

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{on} \\ 0 & T_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (2-2)$$

开关管的输入信号为 $x(t)$ ，当 $x(t)$ 经过开关函数 $k(t)$ 斩波作用之后，得到开关管输出信号 $y(t)$ ，输出信号 $y(t)$ 的频率和脉冲宽度与开关函数 $k(t)$ 相同，并有：

$$y(t) = k(t) \cdot x(t) \quad (2-3)$$

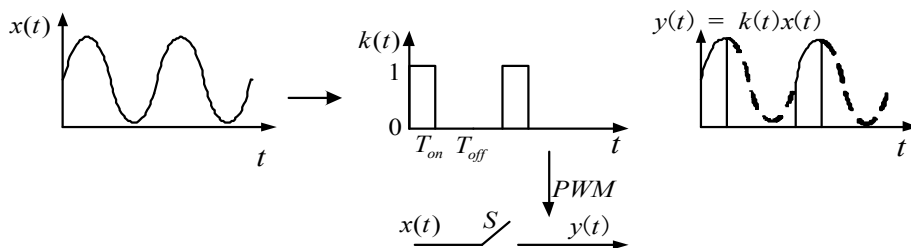


图 2-9 开关函数波形图

由于开关管的工作频率 f_s 远远高于交流输入电压源的基波频率和控制信号 $V_{ref}(t)$ 的频率，所以在一个开关周期内 T_s 内可以将输入信号 $x(t)$ 看作固定不变，则因此在一个开关周期内输出信号 $y(t)$ 的平均值 $Y(t)$ 可以表示为：

$$Y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x(t) k(t) dt = x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} dt = x(t) D_{on} \quad (2-4)$$

如果控制每一个开关占空比使开关输出信号 $y(t)$ 的积分值等于控制参考信号 $V_{ref}(t)$ 的积分值，则有：

$$\int_0^{T_{on}} y(t) dt = \int_0^{T_{on}} x(t) dt = \int_0^{T_s} V_{ref}(t) dt \quad (2-5)$$

由上次可知每个开关周期内输出信号 $y(t)$ 的平均值等于控制参考信号 $V_{ref}(t)$ 的平均值，因此可得：

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ref}(t) dt = V_{ref}(t) \quad (2-6)$$

整理式 (2-6) 可得：

$$Y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt = V_{ref}(t) \quad (2-7)$$

由公式 (2-7) 可知，在一个开关周期内，输出信号 $y(t)$ 只与参考信号 $V_{ref}(t)$ 有关，输入信号 $x(t)$ 的扰动不会对输出信号 $y(t)$ 产生影响。因此可以通过控制电路中开关的开通时间，到达控制开关管输出量的均值 $Y(t)$ 与参考量 $V_{ref}(t)$ 相等。

如图 2-10 所示为采用单周期技术控制的原理框图。图中时钟脉冲信号的周期和开关周期 T_s 是相等，即 $R_{int} C_{int} = T_s$ 。在每一个周期的初始时刻，时钟脉冲信号的上升沿触发 SR 触发器，使触发器的 Q 输出信号为高电平，开关管开始开通，输出量 $y(t)$ 开始逐渐的增加，同时积分器也开始积分。当比较器同相输入信号量的积分值 v_e 达到反相输入信号量的参考值 V_{ref} 时，触发器的 Q 和 \bar{Q} 分别输出低、高电平，开关管关断，积分器积分停止。

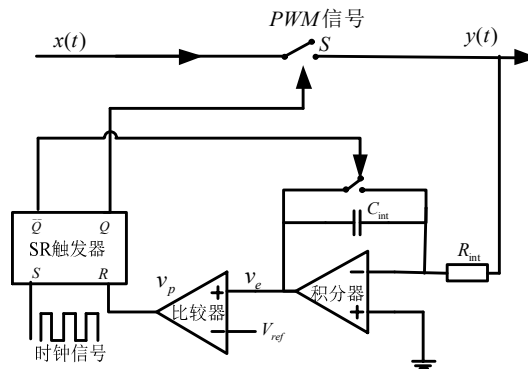


图 2-10 单周期控制原理的框图

2.2.2 单周期控制三相 VIENNA 数学方程式推导

由于 VIENNA 整流器开关频率远大于输入，在其三个输入滤波电感后端的电压分别被钳位 $u_o/2$ 、 0 、 $-u_o/2$ 三个电平，并且只受开关和电流流向的控制，所以其平均电路模型可等效如图 2-11。

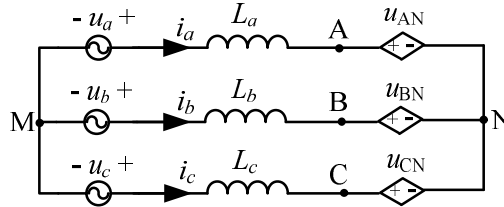


图 2-11 VIENNA 整流器平均电路模型

为了便于分析电路，可定义开关函数和电流符号函数。开关函数 S_{ij} ，其中 i 表示 a 、 b 、 c 三相电路的开关， j 表示电路中的三个节点 x 、 y 、 z ，根据三相三线 VIENNA 整流器在不同电压工作区间内每个开关状态不同，使交流电感末端的电位不同而可以等效为理想的一个单刀三掷开关，如图 2-12 所示。

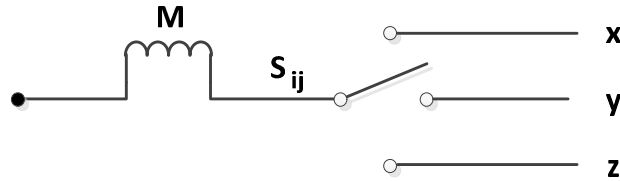


图 2-12 等效的单刀三掷开关

若开关 S_{ij} 置于点 x 时，表示开关管在输入电源电压正半周期间截止，定义 $S_{ij} = S_{ix} = 1$ ， $S_{iy} = S_{iz} = 0$ ；若开关 S_{ij} 置于点 z 时，表示开关管在输入电源电压负半周期间截止，定义 $S_{ij} = S_{iz} = 1$ ， $S_{ix} = S_{iy} = 0$ ；若开关 S_{ij} 置于点 y 时，代表开关管在导通。定义 $S_{ij} = S_{iy} = 1$ ， $S_{ix} = S_{iz} = 0$ 。

现规定三相交流输入电源的电流 i_k 流入电感为正方向，反之为方反向。定义电流符号函数为 $\text{sgn}(i_k)$ ：

$$\text{sgn}(i_k) = \begin{cases} 1 & i_k \geq 0 \\ -1 & i_k < 0 \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (2-8)$$

由图 2-11 可知，

$$\begin{cases} u_{AM} = u_{AN} - u_{MN} \\ u_{BM} = u_{BN} - u_{MN} \\ u_{CM} = u_{CN} - u_{MN} \end{cases} \quad (2-9)$$

若三相输入电源电压平衡，即 $u_a + u_b + u_c = 0$ 。由于整流器的开关频率远远大于工频频率，所以可忽略电感上的压降，则 $u_a = u_{AM}$ 、 $u_b = u_{BM}$ 、 $u_c = u_{CM}$ ，则可得：

$$u_{AM} + u_{BM} + u_{CM} = 0 \quad (2-10)$$

把式 (2-10) 代入式 (2-9) 可得：

$$u_{MN} = \frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \quad (2-11)$$

将式 (2-11) 代入式 (2-9) 可得：

$$\begin{cases} u_{AM} = u_{AN} - \frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \\ u_{BM} = u_{BN} - \frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \\ u_{CM} = u_{CN} - \frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \end{cases} \quad (2-12)$$

化简式 (2-12) 可得：

$$\begin{bmatrix} u_{AM} \\ u_{BM} \\ u_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

为便于整个电路的分析，可定义一个符号函数如公式 (2-8)。若整流器电路完全工作对称，整流器直流侧输出中点平均电压为 0，即 $V_{C1} = V_{C2} = \frac{u_o}{2}$ ，则有：

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_a) \cdot (S_{ax} + S_{az}) \\ u_{BN} = \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_b) \cdot (S_{bx} + S_{bz}) \\ u_{CN} = \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_c) \cdot (S_{cx} + S_{cz}) \end{cases} \quad (2-15)$$

由于公式 (2-15) 中的 S_{ix} 、 S_{iz} 在相同的时刻只能是 0、0、1、0 或则 0、1 这三种状态。

在 CCM 工作模式下，式 (2-15) 可化为：

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_a) \cdot (1-d_a) \\ u_{BN} = \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_b) \cdot (1-d_b) \\ u_{CN} = \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_c) \cdot (1-d_c) \end{cases} \quad (2-16)$$

将式 (2-16) 代入式 (2-14) 可得:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-d_a) \cdot \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_a) \\ (1-d_b) \cdot \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_b) \\ (1-d_c) \cdot \frac{u_o}{2} \cdot \text{sgn}(i_c) \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

无论是单相整流器还是三相整流器, 实现单位功率因数的本质就是将整流器电路中的整个负载调制成纯电阻特性, 因此三相输入电压和三相输入电流应满足以下关系:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_e \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

其中式 (2-18) 中的 R_e 为三相输入端每相的等效输入电阻。将式 (2-18) 代入式 (2-17) 可得:

$$\frac{2R_e}{u_o} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-d_a) \cdot \text{sgn}(i_a) \\ (1-d_b) \cdot \text{sgn}(i_b) \\ (1-d_c) \cdot \text{sgn}(i_c) \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

对式 (2-19) 求解, 由于上式的系数矩阵为奇异矩阵, 解不唯一, 其通解公式为:

$$\begin{cases} \frac{u_o}{2R_e} (1-d_a) \text{sign}(i_a) = \eta_1 i_a + \eta_2 \\ \frac{u_o}{2R_e} (1-d_b) \text{sign}(i_b) = \eta_1 i_b + \eta_2 \\ \frac{u_o}{2R_e} (1-d_c) \text{sign}(i_c) = \eta_1 i_c + \eta_2 \end{cases} \quad (2-20)$$

将式 (2-20) 代入式 (2-19) 可解得, η_1 大小为任意值, η_2 满足如下矩阵:

$$\begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \eta_2 = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

由于在三相平衡条件下满足 $i_a + i_b + i_c = 0$, 可解得: $\eta_1 = 0$, 取 $\eta_2 = 1$; 由于系统实际的

控制量为采样值，所以在式 (2-21) 两边同时乘以 R_s ，代入 η_2 、 η_1 可得：

$$\begin{cases} \left| \frac{R_s u_o}{2R_e} (1-d_a) \right| = |R_s i_a| \\ \left| \frac{R_s u_o}{2R_e} (1-d_b) \right| = |R_s i_b| \\ \left| \frac{R_s u_o}{2R_e} (1-d_c) \right| = |R_s i_c| \end{cases} \quad (2-22)$$

由单周期控制理论可知，要满足单周期控制 PFC 控制与三相整流器等效电路，需要使：

$$u_m = \frac{R_s u_o}{2R_e} \quad (2-23)$$

将式 (2-23) 代入式 (2-22)，可得核心控制方程：

$$\begin{cases} u_m (1-d_a) = R_s |i_a| \\ u_m (1-d_b) = R_s |i_b| \\ u_m (1-d_c) = R_s |i_c| \end{cases} \quad (2-24)$$

由上式可知，若要实现功率因数的校正，只需要控制功率开关管的关断占空比与输入电流成正比。

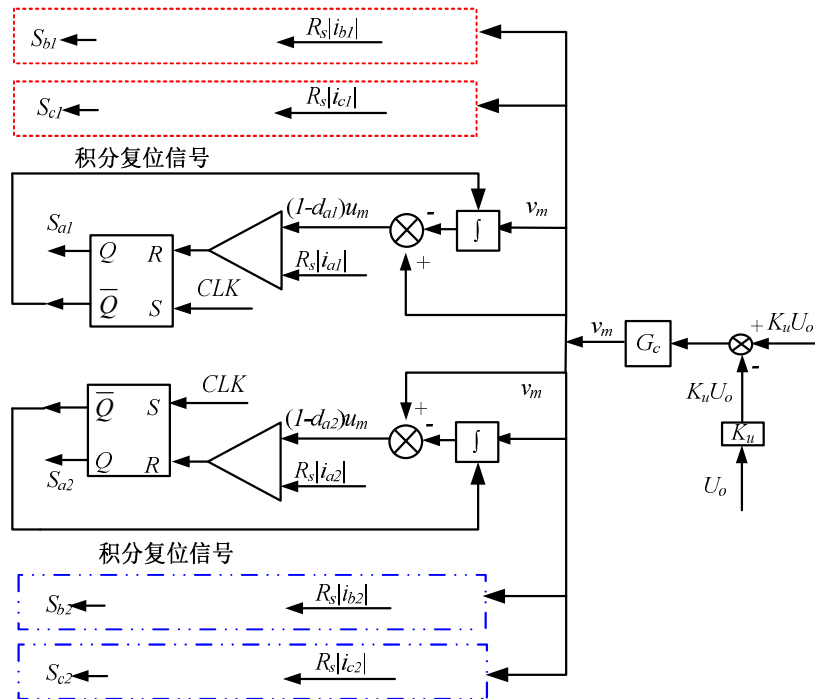


图 2-13 单周期下三相 VIENNA 整流器的控制器结构图

根据公式 (2-24) 可将单周期控制分为上升沿调制和下降沿调制，本文中采用的是下降沿调制。如图 2-13 所示为三相 VIENNA 整流器单周期控制器的结构图。在每个开关周

期的初始时刻，触发器由恒定频率为 f_s 的脉冲时钟信号触发。当脉冲时钟信号为上升沿，触发器的 Q 输出的信号为高电平，功率开关管开通，流过电感的电流开始上升，同时积分器计算积分量。若比较器的反相输入信号小于同相输入信号时，比较器的输出信号处于相反状态，使触发器的 Q 输出信号处于低电平，关断功率开关管，同时积分器开始复位。通过以上方法控制每个开关周期占空比的大小，就能实现功率因数的校正。

2.3 直流母线输出电容端电压自动均衡分析

整流器直流母线输出的中点电压平衡是广泛存在的一个问题,所以控制直流母线输出电压的中点平衡一直是三电平整流器的研究热点。对于 VIENNA 整流器,不管是三相三线制接法还是三相四线制接法,其直流母线输出均为两个电容串联组成输出滤波电容,那么保证两个输出滤波电容能够实现电压均衡功能,显得尤为重要。对于三相三线制 VIENNA 整流器,在不同控制方法下,整流器均有各自的中点电压控制技术。本文采用单周期控制策略,因此本小节讨论基于单周期控制的 VIENNA 整流器输出电容电压均衡问题。如图 2-14 所示为单相 VIENNA 整流器。

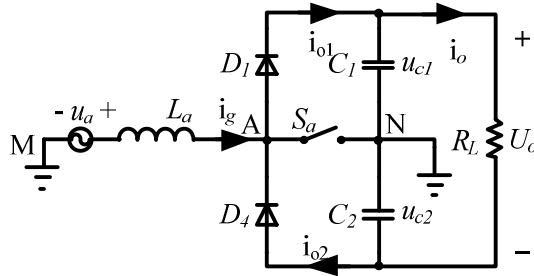


图 2-14 所示为单相 VIENNA 整流器。

由于三相三线 VIENNA 整流三相输入电源电压对称,在此我们仅 A 相分析,则:

$$\begin{cases} u_{c1} = \alpha u_o \\ u_{c1} = (1 - \alpha) u_o \\ u_a = M_k u_o \sin(\omega t) \end{cases} \quad (2-25)$$

式(2-25)中 α 为直流侧输出滤波电容 C_1 两端电压 u_{c1} 与输出电压 u_o 的比例, $M_k = \sqrt{2}U_a / U_o$ 。

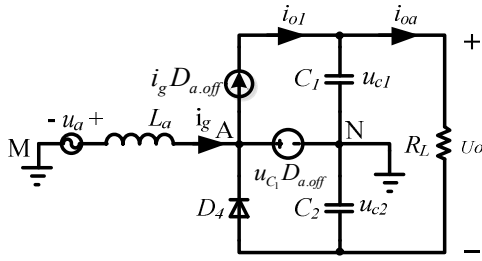
如果忽略电路的损耗,设定功率因数为 1,则有:

$$i_g = \sqrt{2}I_g \sin(\omega t) = \frac{2I_o}{M_k} \sin(\omega t) \quad (2-26)$$

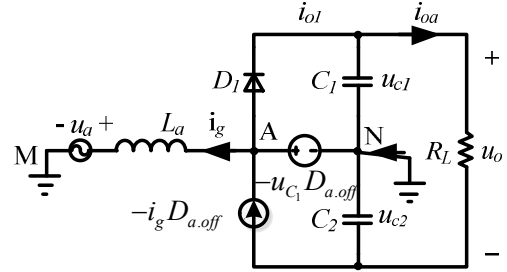
当输入电源电压处于正半周时,电路工作在正向 Boost 模式下,其平均等效模型如图

2-15 所示，设 $\theta = \omega t$ ，可得：

$$1 - D = \frac{u_a}{u_{c1}} = \frac{M_k}{\alpha} \sin \theta \quad 0 < \theta \leq \pi \quad (2-27)$$



2-15 电源电压在正半周期的平均等效电路图



2-16 电源电压在负半周期的平均等效电路

如图 2-15 所示，为输入电源正半周期内的平均等效模型，有上图可得：

$$\begin{cases} i_{o1} = i_g D_{a.off} = \frac{2I_o}{\alpha} \sin^2 \theta \\ i_{c1} = i_{o1} - i_{oa} = I_{oa} \left(\frac{1-\alpha}{a} - \frac{\cos 2\theta}{\alpha} \right) \end{cases} \quad 0 < \theta \leq \pi \quad (2-28)$$

设电容 C_1 两端的电压在初始时刻为 $U_{c1}(0)$ ，则在 t 时刻时：

$$\begin{aligned} u_{c1}(\theta_a) &= U_{c1}(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_{c1} d\theta_a \\ &= U_{c1}(0) + \frac{1}{\omega_a C} \int_0^\theta i_{c1} d\theta_a \quad (0 < \theta_a \leq \pi) \\ &= U_{c1}(0) + \frac{I_{oa}}{\omega_a C} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} \theta_a - \frac{\sin 2\theta_a}{2\alpha} \right) \end{aligned} \quad (2-29)$$

如图 2-16 所示，为输入电源负半周期内的平均等效模型，电容 C_1 向负载供电，此时 $i_{o1}=0$ 、 $i_{c1} = -I_{oa}$ ，可得：

$$\begin{aligned} u_{c1}(\theta_a) &= U_{c1}(\pi) + \frac{1}{C} \int_\pi^t i_{c1} d\theta_a \\ &= U_{c1}(\pi) + \frac{1}{\omega_a C} \int_\pi^{\theta_a} i_{c1} d\theta_a \quad (\pi < \theta_a \leq 2\pi) \\ &= U_{c1}(\pi) + \frac{I_{oa}}{\omega_a C} \left(\frac{\pi}{a} - \theta_a \right) \end{aligned} \quad (2-30)$$

由式 (2-30) 和式 (2-29) 可得：

$$\Delta u_{c1} = u_{c1}(2\pi) - u_{c1}(0) = \frac{\pi I_{oa}}{\omega_a C} \left(\frac{1}{\alpha} - 2 \right) \quad (2-31)$$

由式 (2-31) 可知，若电容 C_1 和 C_2 上的电压不平衡，即 $\alpha \neq 0.5$ 时，在经过一个基波周期

的调整,式(2-31)会对电容两端的电压进行自动的调节。若 $u_{C_1} > u_{C_2}$: 此时 $\alpha > 0.5$, 则由式(2-31)可得 $(1/\alpha - 2)I_{oa}\pi / \omega_a C < 0$, 该式表明经过一个电源基波周期的调节之后, 电容 C_1 上的电压会减小, 依此重复下去, 直到 $\alpha = 0.5$ 。若 $u_{C_1} < u_{C_2}$: 此时 $\alpha < 0.5$, 则由式(2-31)可得 $(1/\alpha - 2)I_{oa}\pi / \omega_a C > 0$, 该式表明经过一个电源基波周期的调节之后, 电容 C_1 上的电压会增大, 依此重复下去, 直到 $\alpha = 0.5$ 。

因此,采用该控制方法控制的单相 VIENNA 整流器具有输出滤波电容电压自动均衡的功能。对于三相三相制接法的 VIENNA 整流器, 可以用同样的方法分析。

2.4 三相 VIENNA 整流器关键参数设计

对于以上分析的三相三线制 VIENNA 整流器, 本文的设计参数如下:

输入电压: 输入相电压为 220V ($1 \pm 15\%$);

电压频率: 输入电压基波频率为 50Hz;

整流器输出电压: 整流器最大输出电压为 840V, 其输出电压可调范围为 610V~840V;

开关频率: 整流器的功率开关的开关频率 f_s 是 50kHz;

总输出功率: 交错并联三相 VIENNA 整流器输出功率 P_{oe} 为 15kW, 单路为 7.5kW;

功率因数: 整流器功率因数 PF 为 0.98;

系统效率: 系统的效率大于 0.95;

总谐波畸变率: 输入电流的总谐波畸变率 THD 不大于 5%;

2.4.1 交流侧输入电感的设计

输入滤波电感是 Boost 功率变换器的核心部件, 具有能量储存及电路滤波的作用, 在 VIENNA 整流器电路中滤波电感不仅影响着输入电流的脉动率, 还影响着系统的动态与静态性能。因此, 主要从提高输入电流跟踪输入电压的能力和减小电流纹波这两个角度确定电感值^[31]。在设计时需要对以下几项原则加以考虑:

- (1) 确保单周期控制的三相 VIENNA 整流器的局部稳定条件。
- (2) 保证三相 VIENNA 整流器的直流母线输出电压的升压条件和调制要求。
- (3) 确保电感电流在最恶劣的情况下, 滤波电感也不会饱和。
- (4) 确保电流能快速的跟踪电压要求的电感值设计。

首先, 要使单周期控制的 PFC 电路能工作在稳定状态, 满足最小电感值的要求, 即满足式(2-32)^[32]为:

$$V_m \geq \frac{R_s T_s}{2L} (V_o - 2|V_g|)_{\max} \quad (2-32)$$

若在 VIENNA 拓扑结构下，则式 (2-32) 可变化为：

$$U_m \geq \frac{R_s T_s}{2L} \left(\frac{U_o}{2} - 2|U_g| \right)_{\max} = \frac{R_s T_s U_o}{4L} \quad (2-33)$$

式 (2-33) 中 R_s 为 PFC 电路中电流采样电阻； T_s 为开关管的开关周期； U_o 为整流器直流母线输出电压； L 为交流输入滤波电感， U_g 为三相输入相电压有效值。由于在单位功率的条件下三相输入呈现纯电阻特性，根据功率守恒定律可得：

$$3 \frac{U_g^2}{R_e} = \frac{P_o}{\eta} \quad (2-34)$$

上式中 R_e 为等效输入电阻， η 为整流器效率， P_o 为整流器输出功率。将式 (2-34) 带入式 (2-33) 可得：

$$U_m = \frac{R_s P_o U_o}{6\eta U_g^2} \quad (2-35)$$

联立式 (2-33) 和式 (2-35)，整理可得：

$$L \geq \frac{3\eta T_s U_g^2}{2P_o} \quad (2-36)$$

然后，为保证三相 VIENNA 整流器 Boost 型升压条件和调制要求，需要满足以下公式：

$$U_o \geq \sqrt{3}U_{g(p)} + 3I_{g(p)}\omega L \quad (2-37)$$

上式中 $U_{g(p)}$ 为单相输入峰值电压， $I_{g(p)}$ 为单相输入峰值电流， ω 为工频工作下角频率。可求得单相峰值电流：

$$I_{g(p)} = \frac{\sqrt{2}P_o(2+r)}{6\eta U_g} \quad (2-38)$$

公式 (2-38) 中 r 为滤波电感上电流的纹波系数，一般可以取 0.2。带入系统设计参数：系统效率 η 、开关管工作周期 T_s 、单相输入电压有效值 U_g 、整流器输出功率 P_o ，结合公式 (2-36)、(2-37)、(2-38) 可计算出三相 VIENNA 整流器交流输入滤波电感的最小值和直流母线输出的电压最小值：

$$\begin{cases} L_{\min} \approx 185.9\mu H \\ U_{o,\min} \approx 542.1V \end{cases} \quad (2-39)$$

由上式可以看出，为确保电路正常调制和稳定工作，整流器交流输入滤波电感最小值不能低于 $185.9\mu H$ ；整流器的直流母线输出电压的最小值不能小于 $542.1V$ 。因为本文设计直流母

线输出电压范围为 $610V \sim 840V$ ，所以满足直流母线输出最低电压要求。

其次为避免电感电流在最大时出现电感的饱和问题，对于 VIENNA 整流器 Boost 型拓扑电路，当输入电压最低时，开关管的占空比最大^[33]。因为 PFC 的最终目标是输入电流和输入电压保持同步，因此最大输入电流出现在输入电压峰值的最小值处。相关计算公式如下：

$$\begin{cases} D_{\max} = 1 - \frac{\sqrt{2}U_{g(\min)}}{U_o / 2} \\ I_{g(p(\text{avg max}))} = 0.9 \frac{P_o}{3\eta U_{g(\min)}} \\ L_{\min}^* = \frac{\sqrt{2}U_{g(\min)} D_{\max}}{r I_{g(p(\text{avg max}))} f_s} \end{cases} \quad (2-40)$$

考虑到电网电压的波动，取输入电压的最小值 $U_{g(\min)} = 0.8U_g = 176V$ ，若以平均电流为基数，则电流纹波率 $r = 0.2$ ，通过上式可得：

$$L_{\min}^* = 761.4\mu H \quad (2-41)$$

因此在交流输入电压峰值最小值时，滤波电感最小是不能低于 $761.4\mu H$ ，才能确保在最大输入电流的情况下，电感不饱和。

最后，为了达到电流环快速跟踪要求，其电感设计值也不能过大。根据 2.2.2 小节中定义的开关函数。当考虑输入电流过零点正半周的情况，此时电网电压可以忽略不计，等效开关函数 $S_{iz} = 0$ ，以 A 相为例，有：

$$L \frac{di}{dt} = \left(\frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} S_{ix} - S_{ax} \right) \cdot \frac{U_o}{2} \quad (2-42)$$

在稳定条件下，一个开关周期内，若开关管导通，即 $0 < t \leq T_{on}$ 时 $S_{ax} = 0$ ，则式 (2-42) 可以写为：

$$\frac{U_o}{6} (S_b + S_c) = L \frac{di_{up}}{T_{on}} \quad (2-43)$$

式 (2-23) 中电感上升电流为 i_{up} 。若开关管截止，即 $T_{on} < t \leq T_s$ 时 $S_{ax} = 1$ ，则式 (2-43) 可以写为：

$$\frac{U_o}{6} (S_b + S_c - 2) = L \frac{di_{down}}{T_{off}} \quad (2-44)$$

式 (2-44) 中电感下降电流为 i_{down} 。为满足电流环快速跟踪，则需满足下式：

$$\frac{|di_{up}| - |di_{down}|}{T_s} \geq \frac{I_{g(p)} \sin \omega \cdot T_s}{T_s} \cong I_{g(p)} \cdot \omega \quad (2-45)$$

结合式(2-42)、(2-43)和(2-44)并且 $S_a = S_b = 1$ ，则有：

$$L \leq \frac{U_o}{3I_{g(p)}\omega} = 48mH \quad (2-46)$$

综合以上所述，带入系统设计的相关参数，可得电感取值范围为：

$$761.4\mu H < L < 48mH \quad (2-47)$$

2.4.2 直流母线输出电容的设计

三相VIENNA整流器直流侧输出电容起着储能和输出滤波的作用，具体的设计应按以下要求进行。

(1) 滤除工作在三相交流输入时，整流器整流后带来的直流电压脉动，其直流母线输出电压脉动频率为 $6f_g$

$$C \geq \frac{I_o \Delta t}{\Delta U_o} = \frac{I_o}{6f_g(U_o \times 2\%)} \quad (2-48)$$

$$C = 3543\mu F \quad (2-49)$$

式(2-48)中 I_o 为直流侧输出电流有效值， Δt 为三相VIENNA整流器整流后直流侧的电压脉动周期， ΔU_o 为整流器直流侧输出允许脉动电压值。

(2) 当输入或者负载发生突变时，需要输出电容在一定的保持时间之内维持其输出电压为额定值，则有：

$$C \geq \frac{2P_o \Delta t_{hold}}{U_o^2 - U_{o\min}^2} \quad (2-50)$$

$$C \geq 2296\mu F \quad (2-51)$$

式(2-51)中输出电压保持时间为 Δt_{hold} ，在保持时间之内所允许的最小电压跌落值为 $U_{o\min}$ 。

由上可知，电容值至少要满足以上两式所求出的值，才能维持输出电压的稳定。

2.5 本章小结

本章详细的分析了三相VIENNA整流器的工作原理，介绍了单周期控制的基本原理，并且推导了采用单周期控制的三相VIENNA整流器的核心控制方程。同时分析了采用单周期控制的方法，三相VIENNA整流器直流母线输出电容的端电压具有自动均衡的性能。最后给出了系统的关键设计参数以及整流器中电感电容的设计方法。

第3章 三相 VIENNA 整流器设计与仿真

3.1 整流器的大信号平均值模型

如第二章所述,在采用单周期控制方法时,三相三电平 VIENNA 整流器物理解耦为三个如图 3-1 的单相 VIENNA 整流器^[34-38]。在交流输入电源电压为正半周时,仅有二极管 D_1 续流,并对电容 C_1 进行充电;在交流输入电源电压为负半周时,仅有二极管 D_4 续流,并对电容 C_2 进行充电;在整个基波周期内,电容 C_1 和 C_2 均一直向负载供电。根据输出电容充、放电的情况,可将图 3-1 所示的电路变换为图 3-2 所示的电路。根据对称性,图 3-2 中的电路又可进一步分解为正、负半周内的二个电路,如图 3-3、图 3-4 所示。需要说明的是,虽然在输入电源正、负半周内,图 3-3 和图 3-4 所示电路的交流侧是交替工作的,但二个电路的滤波电容在整个基波周期内始终在为负载供电。

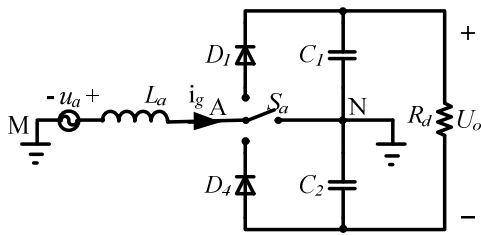


图 3-1 单相 VIENNA 整流器电路结构 I

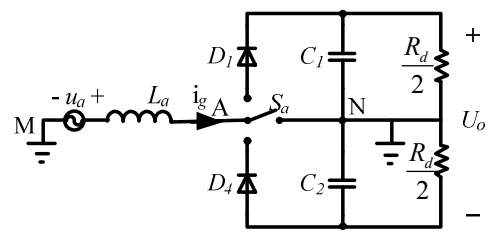


图 3-2 单相 VIENNA 整流器电路结构 II

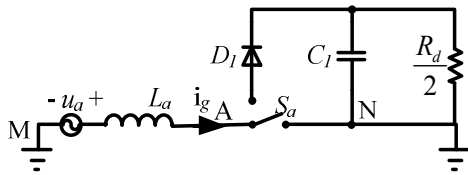


图 3-3 输入电源电压正半周期等效电路

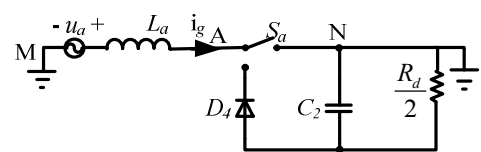


图 3-4 输入电源电压正半周期等效电路

设三相三电平 VIENNA 整流器负载为 R_L , 则整流器单相电路等效于承担 $1/3$ 的负载容量, 可得:

$$\frac{U_o^2}{R_L} = 3 \frac{U_o^2}{R_d} \quad (3-1)$$

由公式(3-1)可得:

$$R_d = 3R_L \quad (3-2)$$

通过以上的分析可知，在交流输入电压的正负半周内，虽然功率开关管截止期间的续流支路不同，但在此期间都是对相应的输出滤波电容进行充电。电路稳态时，在电容容量满足的条件下，电容两端的端电压满足 $u_{C_1} = u_{C_2} = u_C = 0.5u_o$ 。因此，在输入电源正、负半周内等效的图 3-3 和图 3-4 电路，可以用如图 3-5 所示直流输出电压为 U_o 、负载为 R_{LL} 、滤波电容为 $C = C_1 / 2$ 的单相 Boost 变换器进行统一的替代。

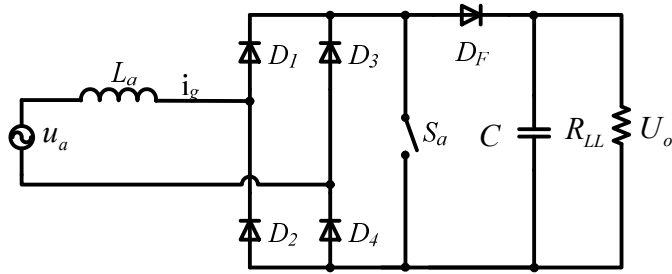


图 3-5 单相输入 Boost 变换器拓扑结构

通过图 3-1 和图 3-5 分析可知，无论是在功率开关管开通还是截止器件，滤波电感的端电压是完全一样的，而且和当前所处在交流输入电压的正负周期无关，所以图 3-1 所示的单相 VIENNA 整流器的交流大信号模型和图 3-5 所示的单相 Boost 变换器是完全相同的。

由图 3-5 分析可知，单相输入 Boost 变换器有二个状态变量；分别为输出电容电压 u_o 与输入滤波电感电流 i_L 。通过在一个开关周期内对电容电流 i_c 和电感电压 u_L 求平均值方程的方法，来建立 Boost 整流器的交流大信号模型。

单相 Boost 变换器在交流输入电压基波周期内，功率开关 S_a 闭合后，滤波电感器开始储存能量，此时电容向负载供电处于放电状态，电感电压 u_L 和电容电流 i_c 分别为：

$$\begin{cases} u_L = L \frac{di_L}{dt} = u_{in} \\ i_c = \frac{C}{2} \frac{du_o}{dt} = -\frac{u_o}{R_{LL}} \end{cases} \quad (3-4)$$

功率开关关断后，电路通过续流二极管续流，滤波电感器开始释放能量，并向滤波电容 C_1 充电，可得：

$$\begin{cases} u_L = L \frac{di_L}{dt} = u_{in} - u_o \\ i_c = \frac{C}{2} \frac{du_o}{dt} = i_L - \frac{u_o}{R} \end{cases} \quad (3-5)$$

联立公式 (3-4)、(3-5) 可推导出 Boost 变换器的平均方程为:

$$\begin{cases} u_L = L \frac{di_L}{dt} = u_{in} - d_{off} u_o \\ i_c = \frac{C}{2} \frac{du_o}{dt} = d_{off} i_L - \frac{u_o}{R_{LL}} \end{cases} \quad (3-6)$$

由公式 (3-6) 可得单相 Boost 变换器的大信号等效电路模型, 如图 3-6 所示:

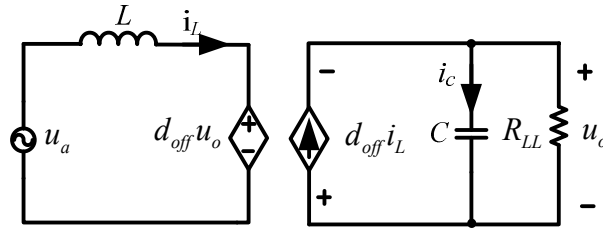


图 3-6 单相 Boost 变换器大信号等效模型

根据单周期控制方法的调制策略可得:

$$d_{off} = i_L \frac{R_s}{u_m} \quad (3-7)$$

公式 (3-7) 中 $u_m = \frac{u_o R_s}{R_e}$, R_e 为输入负载的等效电阻。当系统处于准稳态的工作模式

时, 在每个开关周期内滤波电感均满足伏秒平衡特性, 所以:

$$u_{in} = d_{off} u_o \quad (3-8)$$

由公式 (3-5)、(3-8) 可得:

$$u_{in} = i_L R_e \quad (3-9)$$

其中公式 (3-9) 即为单周期控制的单相 Boost 变换器交流等效电路, 从公式可以看出, 当输入端呈纯电阻特性时, 即可实现电路单位功率因数的运行, 其交流输入等效电路如图 3-7 所示:

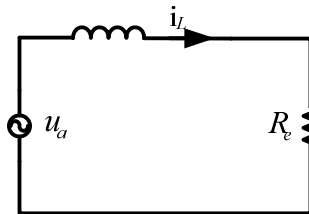


图 3.7 单周期控制 Boost 变换器交流侧等效电路模型

3.2 整流器的小信号模型

如图 3-1 所示单相 VIENNA 整流器电路，为了确保整流器能够稳定的工作，需要在建立整流器大信号平均值模型的基础之上，对处于稳态的工作点附近给予小信号量的扰动，并做线性化处理 and 给予适当补偿。

如图 3-1 所以，以三相 VIENNA 的 A 相为例进行分析，结合公式 (3-6) 可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - (1-d_a)u_c \\ C \frac{du_c}{dt} = (1-d_a)i_a - \frac{2u_c}{R_d} \end{cases} \quad (3-10)$$

由 2.2 小节的分析可知：

$$d_{aoff} = 1 - d_{a.on} = R_s |i_a| / u_m \quad (3-11)$$

将式 (3-11) 代入式 (3-10) 可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - \frac{i_a R_s u_c}{u_m} = f_1(u_a, i_a, u_m, u_c) \\ C \frac{du_c}{dt} = \frac{i_a R_s}{u_m} i_a - \frac{2u_c}{R_d} = f_2(u_a, i_a, u_m, u_c) \end{cases} \quad (3-12)$$

将式 (3-12) 中的变量引入小信号，结果如下：

$$\begin{cases} u_a = U_a + \hat{u}_a, |\hat{u}_a| \ll U_a \\ i_a = I_a + \hat{i}_a, |\hat{i}_a| \ll I_a \\ u_c = U_c + \hat{u}_c, |\hat{u}_c| \ll U_c \\ u_m = U_m + \hat{u}_m, |\hat{u}_m| \ll U_m \end{cases} \quad (3-13)$$

其中 U_a 、 I_a 、 U_c 、 U_m 分别为稳态分量； \hat{u}_a 、 \hat{i}_a 、 \hat{u}_c 、 \hat{u}_m 分别为小信号分量。对 A 相进行分析，在 (U_a, I_a, U_c, U_m) 附近对式 (3-12) 进行泰勒公式展开，同时忽略其高阶项：

$$\begin{aligned} L \left(\frac{dI_a}{dt} + \frac{d\hat{i}_a}{dt} \right) &= f_1(u_a, i_a, u_m, u_c) \\ &= U_a - \frac{I_a R_s U_c}{U_m} + \hat{u}_a \frac{\partial f_1(u_a, i_a, u_m, u_c)}{\partial u_a} \Big|_{u_a=U_a} + \hat{i}_a \frac{\partial f_1(u_a, i_a, u_m, u_c)}{\partial i_a} \Big|_{i_a=I_a} \\ &\quad + \hat{u}_m \frac{\partial f_1(u_a, i_a, u_m, u_c)}{\partial u_m} \Big|_{u_m=U_m} + \hat{u}_c \frac{\partial f_1(u_a, i_a, u_m, u_c)}{\partial u_c} \Big|_{u_c=U_c} \\ &= U_a - \frac{I_a R_s U_c}{U_m} + (\hat{u}_a - R_e \hat{i}_a + \frac{R_e d_{aoff}}{R_s} \hat{u}_m - d_{aoff} \hat{u}_c) \end{aligned} \quad (3-14)$$

由公式 (3-14) 可得到由电感工作特性确定的交流小信号模型:

$$L \frac{d\hat{i}_a}{dt} = \hat{u}_a - R_e \hat{i}_a + \frac{R_e d_{aoff}}{R_s} \hat{u}_m - d_{aoff} \hat{u}_c \quad (3-15)$$

同理可得到由电容工作特性确定的交流小信号模型:

$$C \frac{d\hat{u}_c}{dt} = 2d_{aoff} \hat{i}_a - \frac{d_{aoff}^2}{R_s} \hat{u}_m - \frac{2}{R_d} \hat{u}_c \quad (3-16)$$

由公式 (3-15)、(3-16) 可得采用单周期技术控制单相 VIENNA 整流器的小信号模型为:

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_a}{dt} = \hat{u}_a - R_e \hat{i}_a + \frac{R_e d_{aoff}}{R_s} \hat{u}_m - d_{aoff} \hat{u}_c \\ C \frac{d\hat{u}_c}{dt} = 2d_{aoff} \hat{i}_a - \frac{d_{aoff}^2}{R_s} \hat{u}_m - \frac{2}{R_d} \hat{u}_c \end{cases} \quad (3-17)$$

由 (3-17) 式可得采用单周期技术下控制的单相 VIENNA 整流器的小信号框图, 如图 3-8 所示:

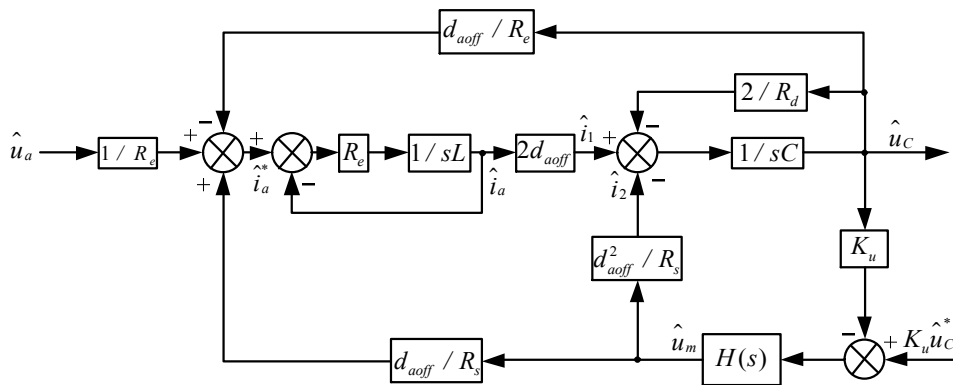


图 3-8 单周控制单相 VIENNA 整流器的小信号框图

3.3 等效电流环的小信号模型

根据上文讲述的小信号模型, 可得知输入电压和电感电流之间的关系为:

$$\hat{i} = \frac{1}{R_e + sL} \hat{u}_{in} \quad (3-18)$$

为了将电流环模型表述的更加明确, 引入电感电流跟踪基准电流的概念, 可将公式 (3-18) 变形为:

$$\hat{i} = \frac{R_e}{R_e + sL} \frac{\hat{u}_{in}}{R_e} \quad (3-19)$$

则电流环的基准电流可表示为: $\hat{i}^* = \frac{\hat{u}_{in}}{R_e}$, 可推导电流环的传递函数为 $G_i(s)$ 为:

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}}{\hat{i}^*} = \frac{R_e}{R_e + sL} \quad (3-21)$$

由此可得等效电流环的小信号模型如图 3-9 所示：

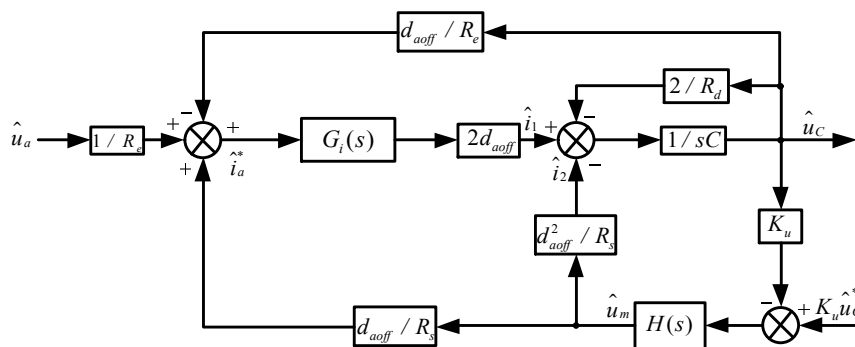


图 3-9 含等效电流环的小信号模型结构框图

由公式 (3-21) 可知，电流环的比例系数为 R_e ，所以可将电流环看作等效的比例环节。

3.4 整流器电压环的 PI 控制器设计

由 2.3 小节的分析可知，三相 VIENNA 整流器直流母线输出电容端电压的均衡原理，不需要设计两个输出电容的均压控制环，而仅需设计电压控制环控制母线直流输出电压的稳定即可，如图 3-10 所示为电压控制环简化示意图^[39-44]。

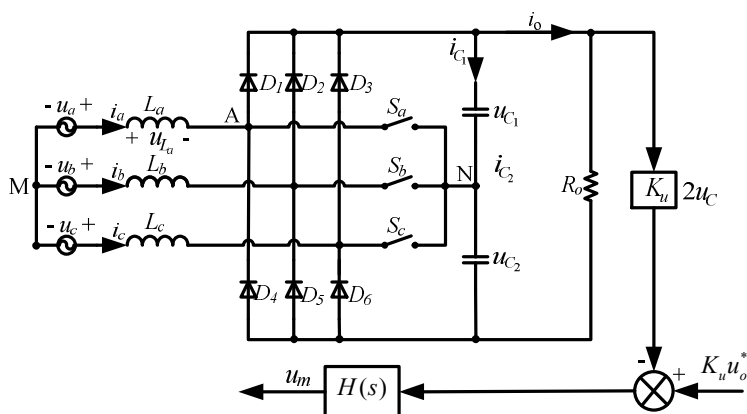


图 3-10 三相 VIENNA 整流器的电压环控制示意图

由于三相 VIENNA 整流器在单周期控制下可解耦成三个单相电路。在此仅以 A 相为例进行分析，当交流输入电压处于正半周时，仅对输出电容 C_1 充电；当交流输入电压处于负半周时，仅对输出电容 C_2 充电。在三相交流输入电压负正半周内，两个输出电容 C_1 、 C_2

的平均充电电流 i_{C1} 、 i_{C2} 相等，即 $i_{C1} = i_{C2} = i_C$ 。在直流侧输出滤波电容值确定后，只有充电电流 i_C 和放电电流 i_o 会影响输出电压稳定与否，因此只要计算出小信号 \hat{u}_m 与 \hat{i}_C 的传递函数 G_{mi} ，就能得到三相 VIENNA 整流器的电压环控制的框图，如图 3-11 所示。

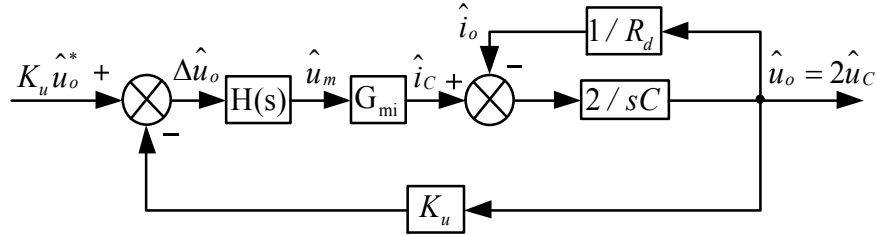


图 3-11 VIENNA 整流器电压环的控制框图

设三相 VIENNA 整流器交流输入电源对输出滤波电容的平均充电电流都是 i_{ch1} ，则有：

$$i_C = 3i_{ch1} \quad (3-22)$$

根据图 3-8 所示的单周控制 VIENNA 整流器的小信号框图可得：

$$\hat{i}_{ch1} = \hat{i}_1 - \hat{i}_2 \quad (3-23)$$

当 $\hat{u}_a = \hat{u}_b = \hat{u}_c = \hat{u}_C = 0$ 时，结合图 3-8 可得：

$$\frac{\hat{i}_{ch1}}{\hat{u}_m} = \frac{(d_{aoff})^2}{R_s} \quad (3-24)$$

由于三相输入电源电压的频率远远小于整流器的开关频率，因此可将每一开关周期之内的交流输入电源电压作为看作定值，则有：

$$d_{off} = U_{in} / U_C \quad (3-25)$$

由式 (3-22)、(3-24)、(3-25) 可推导出小信号 \hat{u}_m 到 \hat{i}_C 的传递函数 G_{mi} ：

$$G_{mi} = \frac{\hat{i}_C}{\hat{u}_m} = \frac{3}{R_s} \left(\frac{U_{in}}{U_C} \right)^2 \quad (3-26)$$

考虑到实际工作过程中存在的延迟及非线性等因素，上式传递函数可用惯性环节替代，则 G_{mi} 如下式所示：

$$G_{mi} = \frac{1}{1+Ts} \frac{3}{R_s} \left(\frac{U_{in}}{U_C} \right)^2 = \frac{K_{PWM}}{1+Ts} \quad (3-27)$$

其中 T 为惯性环节的时间常数，取 $T = 2T_s$ ， $K_{PWM} = \frac{3}{R_s} d_{off}^2 = \frac{3}{R_s} \left(\frac{U_{in}}{U_C} \right)^2$ 。结合公式 (3-27)，

可将图 3-12 整理为：

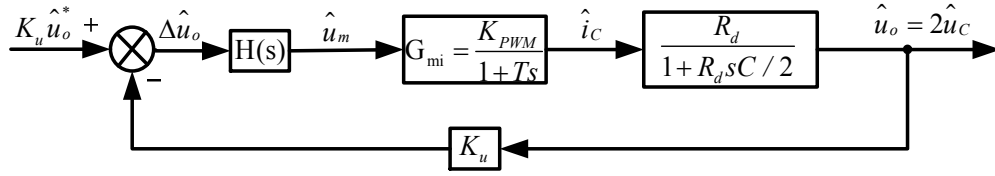


图 3-12 VIENNA 整流器电压环的控制框图

根据图 3-12 可知，在未确定 $H(s)$ 之前，VIENNA 整流器电压控制环为零型系统，为了提高电压环控制系统稳定性，因此需要对系统电压控制环进行补偿。可采用 PI 控制和惯性环节的方法将系统校正为一个标准的 I 型系统，校正后的电压控制环传递函数 $H(s)$ 的为：

$$H(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_r}\right) \quad (3-28)$$

上式中， K_p 为比例环节， T_r 为积分时间常数。因此电压控制环系统开环传递函数可详细表示为：

$$\begin{aligned} G(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{sT_r}\right) \frac{K_{PWM}}{1+sT} \frac{K_u R_d}{1+R_d sC/2} \\ &= \frac{K_p K_{PWM} K_u R_d}{T_r} \frac{(1+sT_r)}{s(1+sT)(1+R_d sC/2)} \end{aligned} \quad (3-29)$$

根据 MATLAB/SIMULINK 仿真模型，可将系统的参数设计如下：三相交流输入电压 220V/50Hz，输出电压 $U_o = 840V$ ，单路输出功率 $P_o = 7.5kW$ ，开关频率为 $f_s = 50kHz$ ，直流输出电压采样系数 $K_u = 0.01$ ，交流输入电流采样电阻 $R_s = 0.015\Omega$ ，交流输入滤波电感 $L = 1mH$ ，直流侧输出滤波电容 $C = 6000\mu H$ 。由公式 (3-27) 可得 $K_{PWM} = 54.875$

由图 3-8 可知，电压环误差输出 u_m 的波动会导致电感电流的波动，因此为了保正输入电流具有较低的 THD，需要控制 u_m 在一个交流输入基波周期内保持基本稳定。因此在设计时，需将电压控制器的截止频率 ω_c 设计得足够小，本文取截止频率 ω_c 为输入电压源基波频率的 0.1 倍处，则 $\omega_c = 31.416 \text{ rad/s}$ 。则可得：

$$T_r = 1/\omega_c \quad (3-30)$$

对于三相 VIENNA 整流器，为确保输出电压能够稳定在给定值，也需要对控制参数 K_p 进行设计。由式 (3-28) 可知，校正后的电压环控制系统变成了一个标准的 I 型系统，因此可给定斜坡输入信号下的静态误差系数 K_v 。 K_v 和 K_p 之间存在以下关系：

$$K_v = K_p R_d K_{PWM} K_u / T_\tau \quad (3-31)$$

因此可得H(s)控制参数设计如下：

$$\begin{cases} K_p = \frac{K_v T_\tau}{R_d K_{PWM} K_u} \\ T_\tau = 1 / \omega_c \end{cases} \quad (3-32)$$

若确定了参数 K_v 、 ω_c ，就可通过公式 (3-32) 确定参数 K_p 和 T_τ 。参数 K_v 的选取非常关键，其参数值的大小不仅影响直流母线输出电压的稳定性，还影响直流母线输出电压动态性能。为了兼顾直流母线输出电压的动态和稳态性能，可以取 $|G(j\omega_c)|=1$ 时的 K_v 来确定参数 K_p 。则

$$G(s) = \frac{K_v \sqrt{1 + (\omega_c T_\tau)^2}}{\omega_c \sqrt{1 + (2\omega_c T_s)^2} \sqrt{1 + (R_d \omega_c C / 2)^2}} \quad (3-33)$$

由公式 (3-32)、(3-33) 可得 $T_\tau = 0.0318$ 。

将相关参数代入公式 (3-29)，可得到校正后的电压环开环传递函数为：

$$G(s) = \frac{5.27s + 165.721}{1.129 \times 105s^3 + 0.2823s^2 + s} \quad (3-34)$$

图 3-13 和图 3-14 分别为未加入校正环节的电压环开环伯德图和加入校正环节后的电压环开环伯德图。从其伯德图上可以看出，未加入校正环节前，系统的带宽较大，无法抑制二次谐波；加入校正环节之后，电压控制环的截止频率为 $28rad/s$ ，对应的相位裕度为 48° ，且在低频段系统具有较高的电压增益。

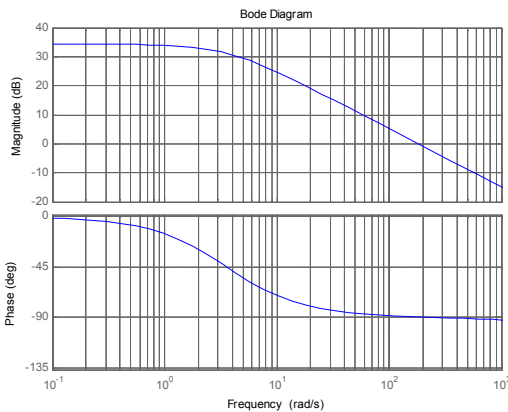


图 3-13 开环时未加校正的电压控制器伯德图

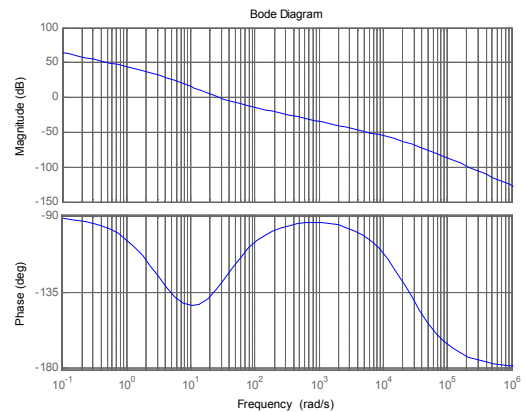


图 3-14 开环时加入校正的电压控制器的伯德图

3.5 整流器系统仿真

3.5.1 开环状态下仿真

利用 MATLAB 仿真软件搭建三相 VIENNA 整流器在开环条件下的仿真模型，输入的三相电压源对称，且相位相差 120° 。图 3-15 为三相中 A 相的输入电流跟踪输入电压波形，由图可知电源的输入电流相位能够很好跟踪输入电压相位，保证了系统的高功率因数。如图 3-16 所示为整流器的直流母线输出电压波形，由图可知系统运行在开环的情况下，整流器直流母线可以输出稳定的电压。

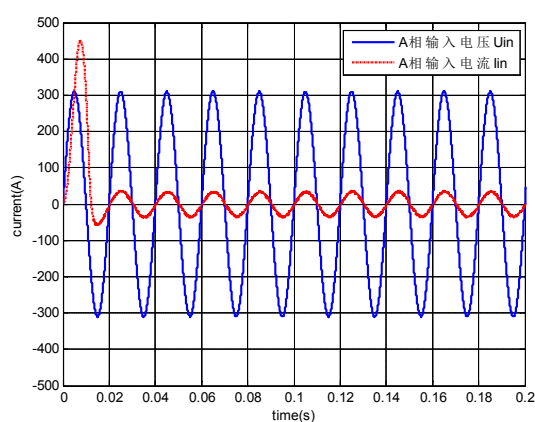


图 3-15 A 相中输入电压与电流波形

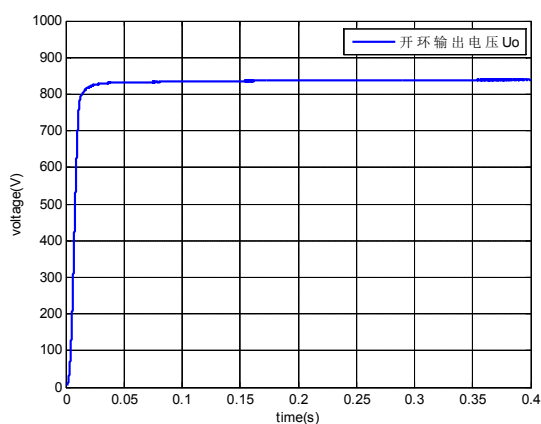


图 3-16 直流母线输出电压波形

3.5.2 闭环状态下仿真

通过前文的理论分析，利用 MATLAB/SIMULINK 仿真软件搭建三相 VIENNA 整流器在单周期控制方法下的仿真模型。通过仿真可知，图 3-17 所示为 A 相输入电压和输入电流波形，由图可知电源的输入电流相位能够很好的跟踪输入电压相位，可以满足电源模块的高功率因数的需求。图 3-18 为直流母线输出电压波形，由图知整流器系统直流母线输出电压超调很小，且具有很好的动态性能。图 3-19 为整流器直流母线两输出电容端电压的差值，由图知在无输出电容均压控制环的情况下，两输出电容的端电压依然可以自动均衡。图 3-20 为三相输入电流的谐波畸变率，其值为 3.65%，满足行业标准。

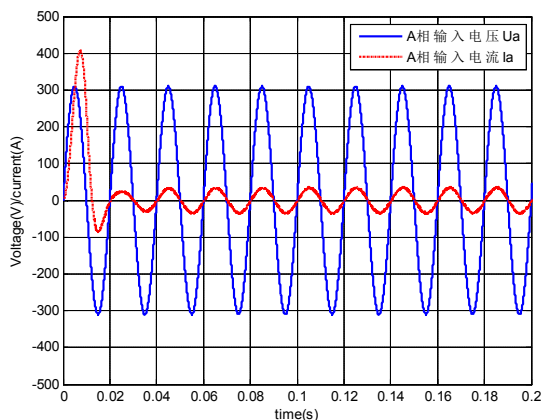


图 3-17 交流侧 A 相输入电压和输入电流

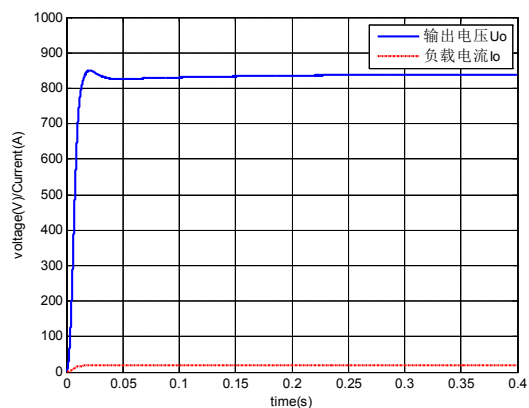


图 3-18 直流母线输出电压

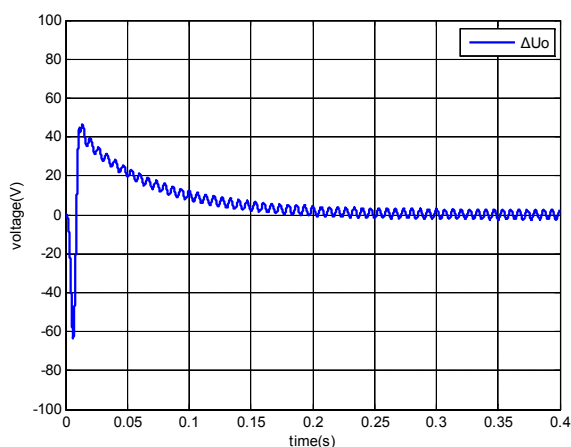


图 3-19 直流侧两电容输出电压差值

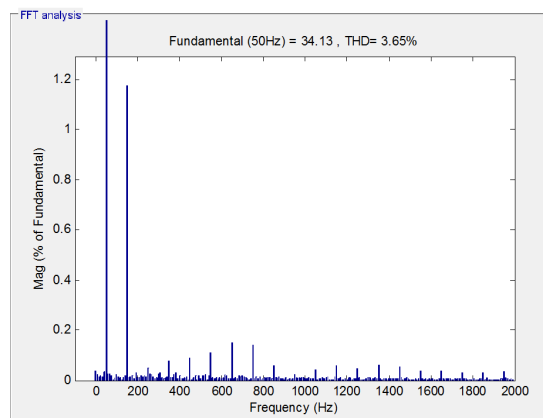


图 3-20 交流侧输入电流谐波含量图

3.6 本章小结

本章重点对三相 VIENNA 整流器进行了大信号平均值模型、小信号模型以及电流环小信号模型的建模。在此基础上针对三相 VIENNA 整流器进行了电压控制器设计，并通过伯德图的绘制验证了系统的稳定性。最后通过 MATLAB/SIMULIN 仿真软件对系统进行了开环以及闭环仿真，仿真结果表明在单周期控制方法下，整流器直流母线输出电容的端电压具有自动均衡的功能，系统具有很好的动态性能和稳定性能，并且实现了单位功率因数校正的功能。

第4章 全桥 LLC 谐振变换器分析与设计

为了减小直流充电桩电源模块的开关损耗,提高其的工作效率,本系统的后级采用 PFM 控制方式下的两路串联的全桥 LLC 谐振变换器^[45-48],在此仅以其中的一路变换器进行详细的分析。

4.1 LLC 谐振变换器理论分析

4.1.1 全桥 LLC 谐振变换器的结构

全桥 LLC 谐振变换器的结构如图 4-1 所示,其中 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 四个功率开关管构成全桥逆变电路,与其并联分别是为其体二极管与寄生电容, L_r 、 L_m 和 C_r 分别为谐振电感、励磁电感和谐振电容, $D_{R1} \sim D_{R4}$ 为输出全桥整流二极管, C 和 R_o 分别为输出滤波电容与负载电阻。

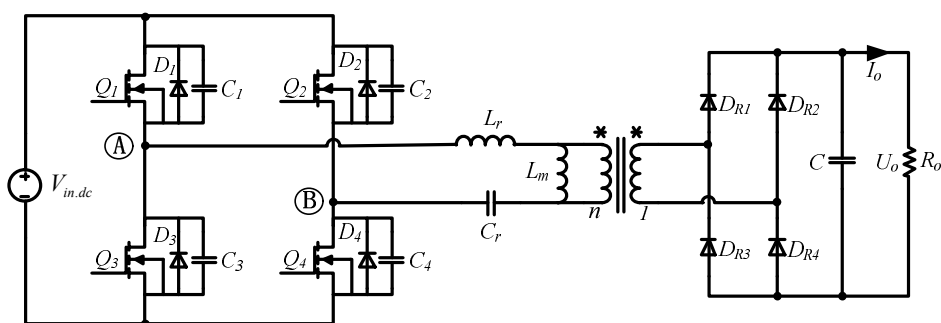


图 4-1 LLC 谐振变换器的结构图

4.1.2 全桥 LLC 谐振变换器工作原理

全桥 LLC 谐振变换器电路中有谐振元件 L_r 、 L_m 和 C_r , 具有两个谐振频率点^[49]。当变压器的励磁电感 L_m 被输出电压箝位时, 不参与谐振, 此时只有 L_r 与 C_r 参与谐振, 谐振频率 f_r 为公式 (4-1); 当励磁电流与谐振电流相等时, 励磁电感 L_m 参与谐振, 谐振频率 f_m 为公式 (4-2)。

LLC 谐振变换器的本质就是通过调节开关频率 f_s 的大小来改变 LLC 谐振腔的阻抗, 从而达到能量传递的目的。变换器工作在频率点 $f_s = f_r$ 时, 称为谐振变换器的变换点。该频率点, 将 LLC 谐振变换器个工作区域划分为两个部分: 其分别为 $f_s > f_r$ 工作区域和

$f_s < f_r$ 工作区域。为确保谐振变换器工作在 ZVS 区域，必须满足 $f_m < f_s < f_r$ 。由于当 $f_{s.min} > f_m$ 时，LLC 谐振变换器的工作过程和 SRC 类似，下面本文仅给出谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 频率范围内的工作过程。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4-1)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (4-2)$$

如图 4-2 所示为全桥 LLC 谐振变换器工作在 $f_m < f_s < f_r$ 频率范围内的主要波形，可将一个工作周期内的工作情况划分为十个工作状态，其中半个开关周期内该变换器的工作过程如下：

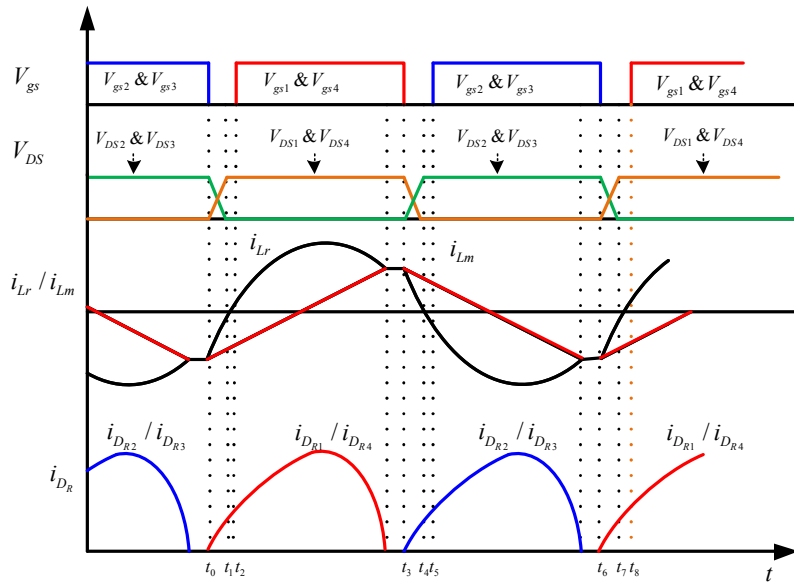


图 4-2 LLC 谐振变换器主要波形

工作状态 1：在 t_0 时刻之前，如图 4-3 所示。开关管 Q_2 、 Q_3 导通， L_m 、 L_r 和 C_r 组成的谐振回路一起谐振。 D_{R1} 、 D_{R4} 反向截止，功率变压器被隔离，变压器的原边、副边电流均为零，输出 C 电容给负载供电。

工作状态 2：在 $t_0 < t < t_1$ 范围内，如图 4-4 所示。当 $t = t_0$ 时，开关管 Q_2 、 Q_3 关断，进入死区时间。谐振电感电流 i_{Lr} 给 Q_2 、 Q_3 的寄生电容 C_2 、 C_3 充电，同时给 Q_1 、 Q_4 的寄生电容 C_1 、 C_4 放电。由于电容 $C_1 \sim C_4$ 的存在， Q_2 、 Q_3 的漏源极两端的电压上升率和 Q_1 、 Q_4 的漏源极电压下降率被限制。此阶段中 D_{R1} 、 D_{R4} 导通， D_{R2} 、 D_{R3} 截止，励磁电感 L_m 被副边

输出电压箝位。此时只有 L_r 和 C_r 参与谐振，谐振电流 i_{L_r} 以正弦波规律增加，励磁电流 i_{L_m} 线性增加。谐振电流 i_{L_r} 和励磁电流 i_{L_m} 之间的差值就是负载电流，通过变压器传递给负载。当 $t=t_1$ 时， Q_2 、 Q_3 漏源极两端的电压升到与输入电压 $V_{in,dc}$ 相等， Q_1 、 Q_4 的漏源极两端电压下降到零，状态 1 结束。

工作状态 3：在 $t_1 < t < t_2$ 范围内，如图 4-5 所示。从 t_1 时刻起， Q_1 、 Q_4 的寄生电容 C_1 、 C_4 两端电压下降到零，其寄生体二极管 D_1 、 D_4 导通，谐振电流 i_{L_r} 改变流通路径而流过 D_1 、 D_4 ，使 Q_1 、 Q_4 的源级电压维持为零，这为 Q_1 、 Q_4 的零电压导通提供了条件。此后，谐振电流 i_{L_r} 谐振上升，次级整流二极管 D_{R1} 、 D_{R4} 导通， D_{R2} 、 D_{R3} 仍然截止，励磁电感 L_m 被输出电压箝位，励磁电流 i_{L_m} 线性上升， L_r 和 C_r 参与谐振。此状态一直维持到 Q_1 、 Q_4 导通。

工作状态 4：在 $t_2 < t < t_3$ 范围内，如图 4-6 所示。当 $t=t_2$ 时， Q_1 、 Q_4 零电压导通，电流流经 Q_1 、 Q_4 ，此时变压器原边两端电压变为正向电压； D_{R1} 、 D_{R4} 导通，而 Q_2 、 Q_3 以及输出 D_{R2} 、 D_{R3} 截止。励磁电感 L_m 被输出电压箝位，只有 L_r 和 C_r 参与谐振。谐振电流 i_{L_r} 以正弦增加，励磁电流 i_{L_m} 线性增加。由于开关周期大于 L_r 和 C_r 的谐振周期，当 $t=t_3$ 时，谐振电流 i_{L_r} 开始下降，一直到与励磁电流 i_{L_m} 相同，工作状态 3 结束。

工作状态 5：在 $t_3 < t < t_4$ 范围内，如图 4-7 所示。当 $t=t_3$ 时，谐振电流 i_{L_r} 和励磁电流 i_{L_m} 相等，此时输出电流为零， Q_1 、 Q_4 仍然导通， D_{R1} 、 D_{R4} 在零电流状态下自然关断，不存在反向恢复过程，实现了输出整流二极管的零电流关断。由于变压器原、副边被隔离，励磁电感 L_m 不再被输出电压箝位，所以 L_m 、 L_r 和 C_r 一起参与谐振。由于其构成谐振回路的谐振周期远远大于开关周期，因此在这个阶段内可以认为励磁电流 i_{L_m} 基本保持不变的。当 Q_1 、 Q_4 的驱动信号消失时，工作状态 4 结束。

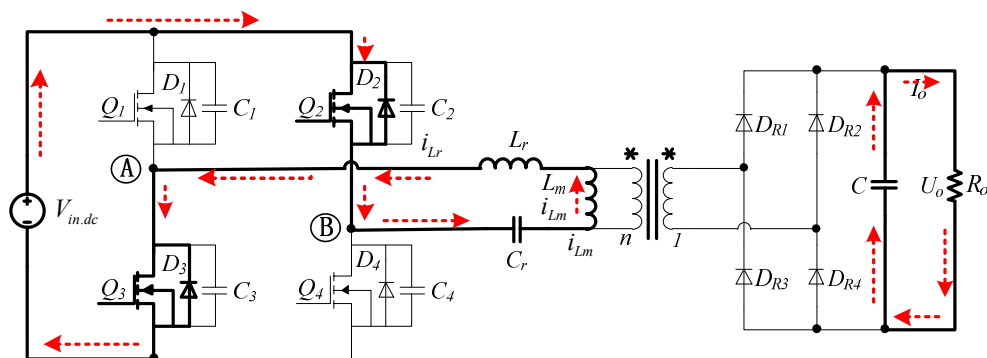


图4-3 工作状态1

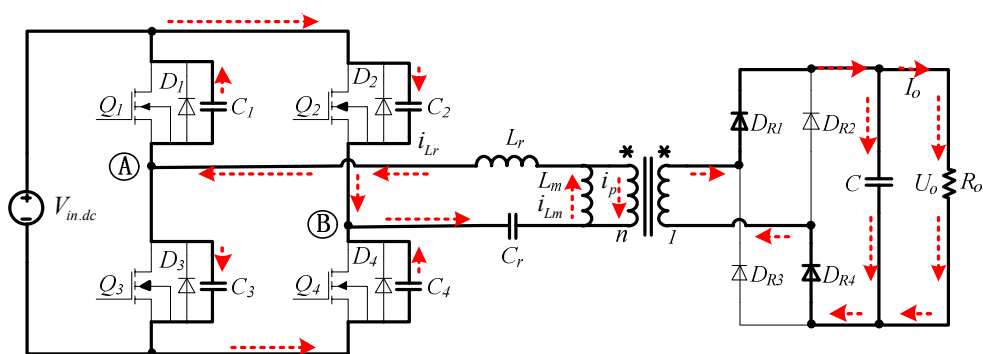


图4-4 工作状态2

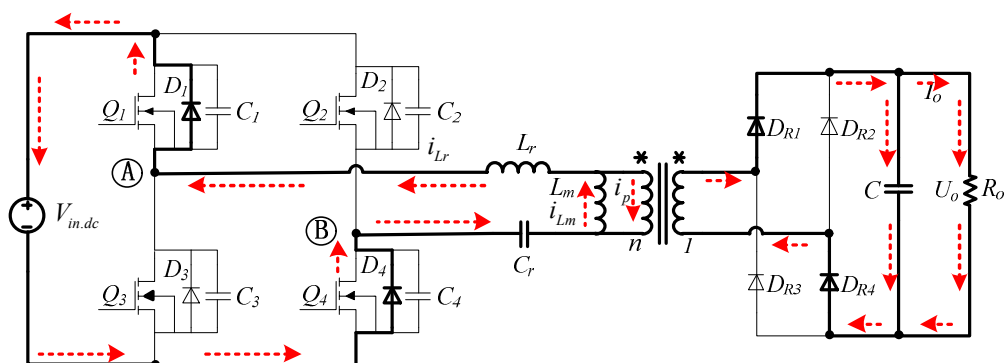


图4-5 工作状态3

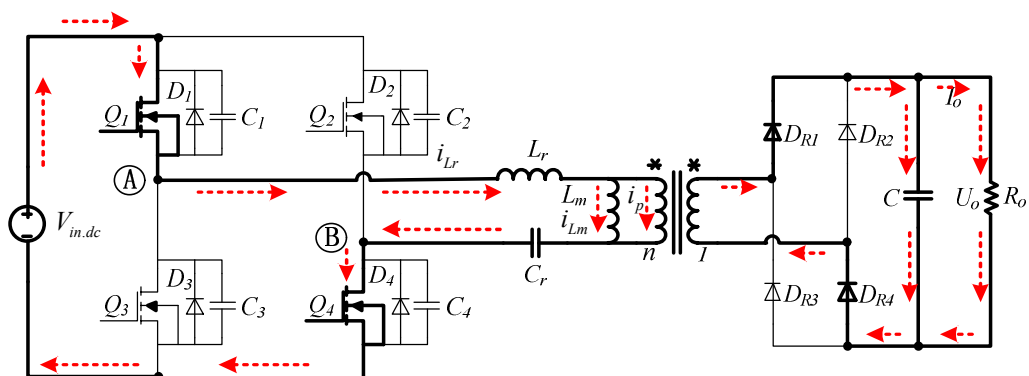


图4-6 工作状态4

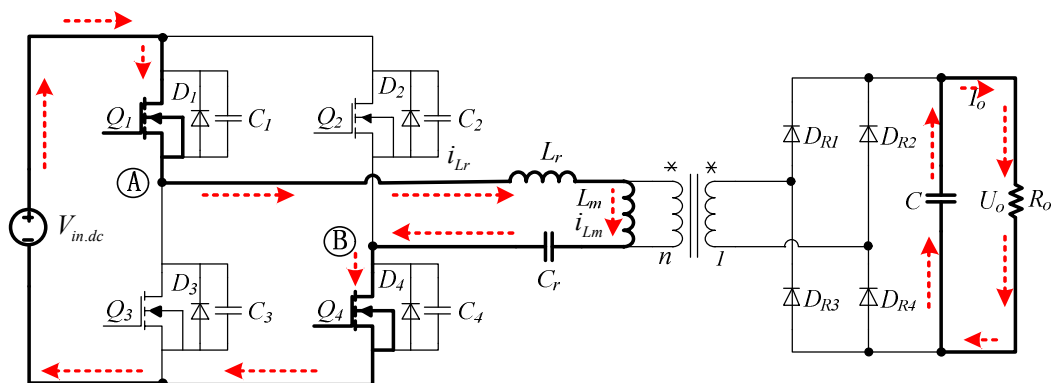


图4-7 工作状态5

在 $t_4 < t < t_8$ 内的下半周期工作状态与上面分析的五个工作状态类似。因此，LLC 谐振变换器变压器原边功率开关管实现了零电压的开通与关断，同时副边的整流二极管实现了 ZCS 开通与关断。

4.2 基于基波分析法的等效电路模型

由于全桥 LLC 是一个非线性系统，难以写出谐振变换器的具体表达式，为了便于简化分析，通常可运用基波分析法（FHA）来设计^[50-53]。其思想是将变换器中电流、电压等非线性环节用其基波近似替代，从而实现变换器的线性化目的。这样处理是因为谐振网络等效于一个带通滤波器，谐振腔主要通过开关频率的基波来传输能量，因此在分析过程中可将高次谐波分量忽略不计。

根据全桥 LLC 谐振变换器各电路部分功能不同，可将其划分三个部分，分别为开关逆变网络、谐振网络和整流滤波网络，如图 4-8 所示：

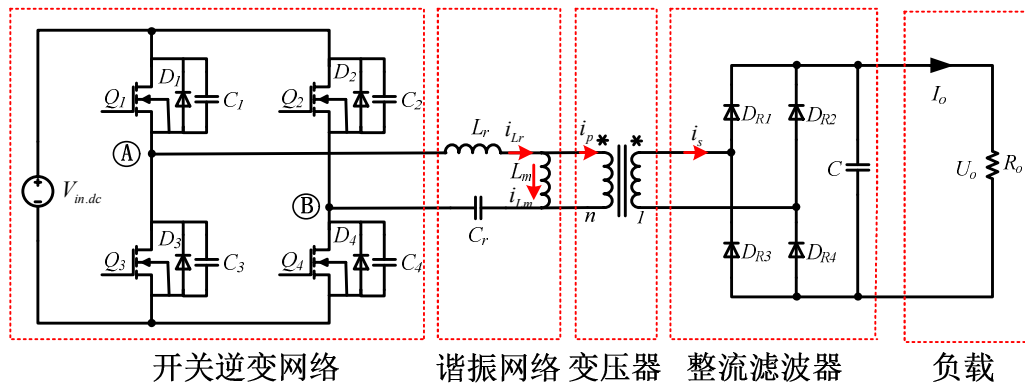


图 4-8 全桥 LLC 谐振变换器的主电路结构网络划分

4.2.1 开关逆变网络模型的建立

由于变换器的输入电压为 $V_{in,dc}$ ，开关管 Q_1 、 Q_4 与 Q_2 、 Q_3 是交替导通的，且占空比各占 50%，所以在 A、B 两端可以得到电压是幅值为 $V_{in,dc}$ 的方波电压，如图 4-9 所示，对 V_{AB} 进行傅里叶级数展开后的表达式为：

$$v_{AB.FHA1}(t) = \frac{4V_{in,dc}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (4-3)$$

上式中，开关角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$ 。其中 v_{AB} 的基波分量 $v_{AB.FHA1}$ 如图 4-9 所示， $v_{AB.FHA1}$ 的有效值大小为：

$$V_{AB.FHA1.eff} = \frac{2\sqrt{2}V_{in.dc}}{\pi} \quad (4-4)$$

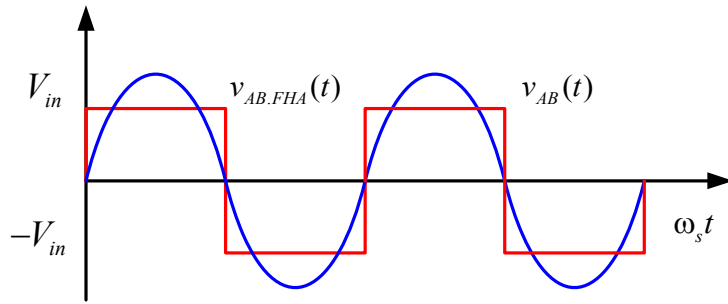


图 4-9 V_{AB} 及其基波分量 $V_{AB.FHA}$ 的波形

4.2.2 整流滤波网络模型的建立

当 LLC 谐振变换器在谐振频率点工作附近时，谐振电流 i_{L_r} 的波形呈正弦。由于功率变压器的励磁电感 L_m 很大，变压器原边的电流 i_p 可近似为一正弦基波分量 $i_{P.FHA1}$ ，所以整流滤波网络的输入电流也可近似为正弦，可表示为：

$$i_{P.FHA1}(t) = \sqrt{2}I_{P.FHA1.eff} \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4-5)$$

$$i_{S.FHA1}(t) = ni_{P.FHA1}(t) \quad (4-6)$$

上式中 $I_{P.FHA1.eff}$ 为原边电流基波分量 $i_{P.FHA1}$ 的有效值， φ 为 $i_{P.FHA1}$ 对于 $V_{AB.FHA1}$ 的相位差。

由于整流滤波电路输入电压、输入电流同相，且电压是幅值为 V_o 的方波电压，则傅里叶级数分解后的基波分量 $v_{o.FHA1}(t)$ 和其有效值 $V_{o.FHA1.eff}$ 可表示为：

$$v_{o.FHA1}(t) = \frac{4V_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t - \varphi) \quad (4-7)$$

$$V_{o.FHA1.eff}(t) = \frac{2\sqrt{2}V_o}{\pi} \quad (4-8)$$

由于变压器的原边电压满足 $V_p = nV_o$ ，经过傅里叶级数分解后可得原边电压的基波分量为：

$$v_{P.FHA1}(t) = \frac{4nV_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \varphi) = \sqrt{2}V_{P.FHA1.eff} \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4-8)$$

上式中 $V_{P.FHA1.eff}$ 原边电压的基波分量 $v_{P.FHA1}$ 的有效值，可表示为：

$$V_{P.FHA1} = \frac{2\sqrt{2}nV_o}{\pi} \quad (4-9)$$

滤波网络的输入电流 $i_s(t)$ 经过低通滤波器后，高频分量被滤出，可得到恒定的负载电

流 I_o ，可表示为；

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |i_s(t)| dt = \frac{2n}{T_s} \int_0^{T_s/2} \left| \sqrt{2} I_{p,eff} \sin(\omega_s t - \varphi) \right| dt = \frac{2\sqrt{2}n}{\pi} I_{p,eff} \quad (4-10)$$

由公式 (4-5)、(4-7) 可知， $v_{P.FHA1}(t)$ 、 $i_{P.FHA1}(t)$ 同相位，所以变压器、整流滤波网络、负载可等效为一纯阻性电阻 $R_{ac,eq}$ ：

$$R_{ac,eq} = \frac{v_p(t)}{i_p(t)} = \frac{(4nV_o / \pi) \sin(\omega_s - \varphi)}{(\pi I_o / 2n) \sin(\omega_s - \varphi)} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (4-11)$$

综合以上分析，可得到全桥 LLC 谐振变换器基波分析法的等效电路如图 4-10 所示：

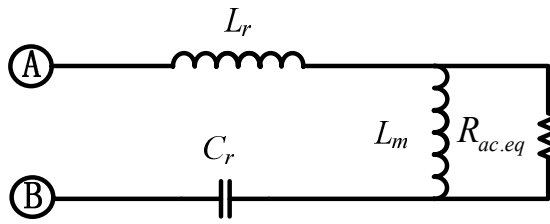


图 4-10 全桥 LLC 谐振变换器基波分析法的等效电路

4.3 谐振变换器的稳态特性分析

根据图 4-10，可得到全桥 LLC 谐振腔的交流电压增益为：

$$G_{ac}(j\omega_s) = \frac{v_{P.FHA1}}{v_{AB.FHA1}} = \frac{j\omega_s L_m // R_{ac,eq}}{j\omega_s L_r + 1 / j\omega_s C_r + j\omega_s L_m // R_{ac,eq}} \quad (4-12)$$

定义谐振腔的直流电压增益为： $M_{dc} = nV_o / V_{in,dc}$ ，所以可得谐振腔的直流电压增益为：

$$M_{dc} = \left| \frac{nV_o}{V_{in,dc}} \right| = \left| \frac{v_{P.FHA1}}{v_{AB.FHA1}} \right| = \left| \frac{j\omega_s L_m // R_{ac,eq}}{j\omega_s L_r + 1 / j\omega_s C_r + j\omega_s L_m // R_{ac,eq}} \right| \quad (4-13)$$

为了方便分析设计，定义 $k = L_m / L_r$ ，归一化开关频率为： $f_n = f_s / f_r$ ，品质因数为： $Q = Z_r / R_{ac,eq} = \sqrt{L_r / C_r} / R_{ac,eq}$ ，则可以得到全桥 LLC 谐振腔的直流电压增益为：

$$M_{dc}(f_n, Q, k) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + [Q f_n \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)]^2}} \quad (4-14)$$

由 Q 的定义可知，当负载为空载时， $R_{ac,eq} \rightarrow \infty$ ，则 $Q \rightarrow 0$ ，所以空载时全桥 LLC 谐振腔的直流电压增益 $M_{dc,open}$ 为：

$$M_{dc.open}(f_n, Q, k) \approx \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]} \quad (4-15)$$

由图 4-11 可知，当归一化频率 f_n 趋于无穷大时，可得到空载情况下谐振腔的最小直流电压增益 $M_{dc.open}$ 为：

$$M_{dc.open}(f_n, Q, k) \approx \frac{k}{1+k} \quad (4-16)$$

为了确保谐振变换器在空载状态下能工作，设计变换器的最小电压增益应满足：

$$M_{dc.min} > M_{dc.open}。$$

4.3.1 以 Q 为参数时的增益分析

根据公式 (4-14)，当 $k=4$ 时，选取不同的 Q 时，全桥 LLC 谐振腔的直流电压增益和归一化频率 f_n 的关系曲线如图 4-11 所示：

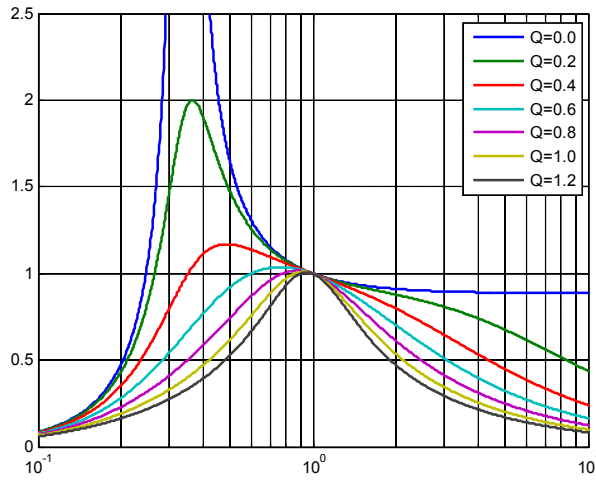


图 4-11 全桥 LLC 谐振变换器归一化电压增益特性

由图 4-11 中的增益曲线可知：

(1) 变换器的所有增益曲线均过点 $(f_n, M_{dc}) = (1, 1)$ ，即当 C_r 、 L_r 发生谐振时，其等效阻抗等于零，谐振腔的输出电压直接加在负载上。

(2) 在开关频率满足 $f_s > f_r$ 和 $f_m < f_s < f_r$ 时，当变压器匝比 n 、 L_m 、 L_r 和 C_r 确定后，则 f_r 、 k 也随之确定，在变换器工作过程中，可变的参数只有等效阻抗 $R_{ac.eq}$ 。

当负载加重时： $R_o \downarrow \rightarrow R_{ac.eq} \downarrow \rightarrow Q \uparrow \rightarrow M_{dc} \downarrow$ ；

当负载减轻时： $R_o \uparrow \rightarrow R_{ac.eq} \uparrow \rightarrow Q \downarrow \rightarrow M_{dc} \uparrow$ ；

所以，在谐振变换器的设计时，必须确保变换器工作在最大负载的条件下，谐振变换器仍具有足够大的增益。

(3) 当变换器工作空载模式时，此时变换器的增益是最大的相对于其它情况下的 Q 来说。在开关频率 f_s 大于 f_r 时，变换器增益 M_{dc} 趋于水平，此时若要降低变换器的直流增益，不能只依靠提高其开关频率，还需要采取其他的措施。

4.3.2 以 k 为参数时的增益分析

根据公式 (4-14)，当 $Q = 0.4$ 时，选取不同的 k 时，全桥 LLC 谐振腔的直流电压增益和归一化频率 f_n 的关系曲线如图 4-12 所示：

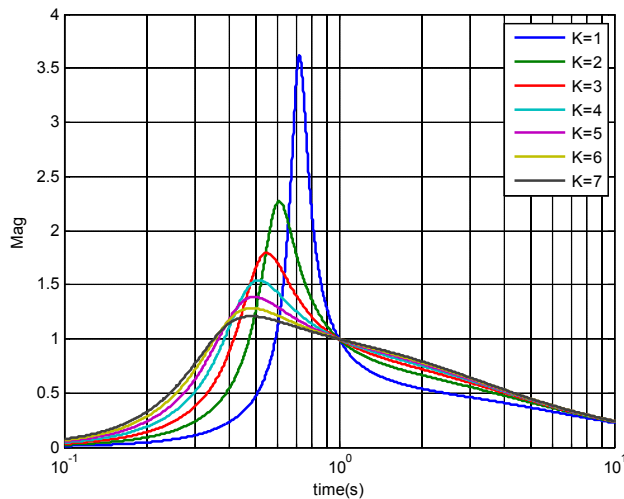


图 4-12 全桥 LLC 谐振变换器归一化电压增益特性

由图 4-12 中的增益曲线可知：

(1) 若 k 减小时，则 L_m / L_r 减小，以下以 L_m 或 L_r 作为定值进行研究。

当固定 L_m 时，则 L_r 增大，在开关频率 $f_s = 1 / (2\pi\sqrt{L_r C_r})$ 确定的情况下， C_r 减小， $\sqrt{L_r / C_r}$ 远远增大，若假定电路的品质因数 $Q = \sqrt{L_r / C_r} / R_{ac.eq}$ 为定值，所以 $R_{ac.eq}$ 增大，说明变换器的带负载能力变差。

当固定 L_r 时，则 L_m 减小，在开关周期的大部分时间内，励磁电感 L_m 被副边反射电压箝位。当 L_m 减小，则励磁电感 L_m 中的电流增量 $\Delta i_{L_m} = (nV_o / L_m) \Delta t$ 增大，导致不参与能量传递的励磁电流 i_{L_m} 增大，因此变换器的损耗增加，降低了整机的效率。

(2) 若 k 增大时, 则 L_m/L_r 增大, 此时谐振频率点 $f_m = 1/(2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r})$ 变小, 那么谐振变换器的工作频率范围就会很宽, 而较宽的工作频率范围不利于磁芯元器件的设计。同时在 k 减小时, 还会导致变换器的升压能力变差, 直接影响输出电压的调压范围。

因此, 在变换器的设计过程中, 参数 k 的值要综合考虑。

4.4 谐振变换器参数的综合设计要求

4.4.1 谐振腔品质因数 Q 的要求

为了提高谐振变换器的效率, 必须确保其在整个工作范围内都能实现开关管的 ZVS。若要谐振变换器的原边开关管实现 ZVS, 则谐振电流相位必须滞后于输入方波电压相位, 在开关管驱动的死区时间内, 谐振腔的谐振电流通过另一组开关管的体二极管续流, 为另一组开关管的创造条件。若要满足以上条件, 只有当谐振变换器的等效输入阻抗为感性时, 谐振腔电流相位才会滞后于输入电压相位。由图 4-10 可知, 谐振腔的等效输入阻抗 $Z_{in.eq}$ 为:

$$Z_{in.eq} = j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + j\omega_s L_m // R_{ac.eq} \quad (4-17)$$

将电感系数比 k 、归一化频率 f_n 和品质因数 Q 带入公式 (4-17), 可得谐振腔的归一化输入阻抗为:

$$Z_n = \frac{Z_{in.eq}}{Z_o} = \frac{Qf_n^2 k^2}{1 + Q^2 f_n^2 k^2} + j \left[\frac{kf_n}{1 + Q^2 f_n^2 k^2} + \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right) \right] \quad (4-18)$$

上式中, Z_n 为归一化输入阻抗, 其值等于输入等效阻抗 $Z_{in.eq}$ 与谐振腔特征阻抗 Z_o 的比值。

若要谐振腔输入相对阻抗为感性, 则谐振腔的归一化输入阻抗的虚部必须大于 0, 即:

$$\text{Im}(Z_n) = \frac{kf_n}{1 + Q^2 f_n^2 k^2} + \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right) > 0 \quad (4-19)$$

当 $f_n > 1$ 时, 公式 (4-19) 恒成立。当 $f_n < 1$ 时, 由公式 (4-19) 可推得:

$$Q < \sqrt{\frac{1}{k(1-f_n^2)} - \left(\frac{1}{kf_n} \right)^2} \quad (4-20)$$

若要公式 (4-20) 恒成立, 必须 Q 的最大值小于不等式右边的最小值。由 LLC 变换器谐振腔的电压增益特性分析可知, 变换器最小工作频率必须大于谐振频率 L_m , 公式 (4-20) 不等式的右边是一个关于 f_n 的减函数, 所以将 f_{min} 带入上式可得:

$$Q_{\max} = \sqrt{\frac{1}{k(1-f_{n.\min}^2)} - \left(\frac{1}{kf_{n.\min}}\right)^2} \quad (4-21)$$

由于谐振变换器的最小工作频率 $f_{n.\min}$ 对应着最大直流电压增益 $M_{dc.\max}$ ，可得：

$$M_{dc.\max} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + [Qf_n\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)]^2}} \quad (4-22)$$

联立公式 (4-21)、(4-22) 可得：

$$Q_{\max} = \frac{1}{kM_{dc.\max}} \sqrt{k + \frac{M_{dc.\max}^2}{M_{dc.\max}^2 - 1}} \quad (4-23)$$

为保证变换器在整个工作范围内始终工作在感性状态，必须使变换器的品质因数低于 Q_{\max} ，并且留有 5%~10% 的裕量，可得：

$$Q_s = (0.9 \sim 0.95)Q_{\max} \quad (4-43)$$

4.4.2 谐振腔工作频率 f_s 的要求

通过对 LLC 谐振变换器的分析可知，LLC 谐振变换器的调压工程，其实就是通过调节工作频率来改变谐振腔的等效输入阻抗，所以其工作频率范围 ($f_{s.\min}$ 、 $f_{s.\max}$) 的选择非常重要 [58-59]。

当变换器工作在谐振频率点 f_r 时，其谐振腔直流电压增益等于 1，与变换器所接负载大小无关，输出特性好。因此，可将变换器的额定工作点设定在 f_r 处。若将变换器的工作频率设置为 $f_{s.\min} > f_r$ ，尽管变换器始终工作于感性区域，但是会导致两个弊端。其一是使输出整流二极管 ZCS 丢失，会影响变换器的整体效率。其二是变换器工作在轻载状态时，为确保增益需求需增大电感比 k 值，会影响变换器整体性能。若将变换器的工作频率设置为 $f_{s.\max} < f_r$ ，当变换器工作在最小输入电压与满载状态下，变换器工作区域可能会进入容性区，降低了变换器的可靠性。

因此，变换器工作频率的最优设计是将额定工作频率点设置在谐振频率 f_r 处，并且谐振满足 $f_{s.\min} < f_r < f_{s.\max}$ 。

由归一化频率公式可推导出变换器的最小与最大归一化频率为：

$$f_{n.\min} = \frac{f_{s.\min}}{f_r} \quad (4-25)$$

$$f_{n.\max} = \frac{f_{s.\max}}{f_r} \quad (4-26)$$

由于变压器变比满足以下公式：

$$n = \frac{V_{dc.in.nom}}{V_o + V_{DR}} \quad (4-27)$$

由公式 (4-27) 可推导出变换器谐振腔的最小直流电压增益 $M_{dc.min}$ 与最大直流电压增益 $M_{dc.max}$ ：

$$M_{dc.min} = n \frac{(V_{o.min} + V_{DR})}{V_{dc.in.max}} \quad (4-28)$$

$$M_{dc.max} = n \frac{(V_{o.max} + V_{DR})}{V_{dc.in.min}} \quad (4-29)$$

由图 4-11 可知，变换器工作在感性区域时，谐振腔的直流电压增益与工作频率成反比，所以可以通过 $M_{dc.min}$ 来确定最小归一化频率 $f_{n.\max}$ ，通过 $M_{dc.max}$ 来确定最大归一化频率 $f_{n.min}$ 。

4.4.3 谐振腔电感比 k 的要求

由 4.3.2 小节中的分析可知，在 LLC 谐振变换器的设计中，谐振腔电感比 k 的选取至关重要。下面对如何选取 k 的最小值加以分析。分析式 (4-14) 谐振腔的直流电压增益可知，由于负载大小影响着 Q 值，当空载时， Q 值为 0，直流电压增益具有最大值：

$$M_{dc} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2}} \quad (4-30)$$

当工作在最大频率，空载时的电压增益要小于设定的指标：

$$\frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{f_{n.\max}^2}\right)\right)^2}} < M_{dc.min} \quad (4-31)$$

化简得到

$$k_{\min} = \frac{(f_{n.\max}^2 - 1)M_{dc.min}}{f_{n.\max}^2 (1 - M_{dc.min})} \quad (4-32)$$

4.5 谐振变换器的参数设计

由于本文中的直流充电桩模块 DC-DC 部分采用的两路全桥 LLC 谐振变换器的串联，拓扑如图 1-5 所示，两路的全桥 LLC 变换器的参数相同，所以下面我们仅以其中的一路设计为例进行变换器的参数设计。

4.5.1 谐振变换器设计参数指标要求

- (1) 输入电压：电压范围为 305~420VDC（单路全桥 LLC 变换器）；
- (2) 输出电压：额定输出电压为 350VDC，要求输出电压可在 250V~350VDC 的范围为进行调节，即 $V_{o.min}$ 等于 250V， $V_{o.max}$ 等于 350V；当输出电压范围为 300V~350VDC；变换器工作在恒定功率 7.5kW 下；当输出电压范围为 250V~350VDC 时，变换器工作在恒流模式下。
- (3) 输出电流：额定输出电流为 21A；
- (4) 额定功率：单路输出 7.5kW；
- (5) 纹波电压：变换器正常工作时，输出直流电压的纹波系数小于 1%；
- (6) 效率：额定输入、额定输出情况下，效率保证大于 94%；
- (7) 工作频率：谐振工作频率 f_r 等于 100kHz；谐振腔工作频率范围为：70kHz~210kHz；

4.5.2 谐振变换器参数设计步骤

由全桥 LLC 谐振变换器的增益公式可知，其谐振腔的直流增益是关于 n 、 k 、 Q 、 f_n 的函数，而 n 、 k 、 Q 、 f_n 又和谐振元件 L_m 、 L_r 、 C_r 的参数满足一定的函数关系，所以只要选取满足谐振变换器增益的 n 、 k 和 Q 的值，就可以推导出谐振元件 L_m 、 L_r 、 C_r 的参数。因此，全桥 LLC 谐振变换器的参数设计可按以下步骤：变压器匝比 n 的确定，励磁电感与谐振电感比值 k 的确定、品质因数 Q 的确定。

(1) 变压器匝比 n

谐振变换器在额定输入状况下工作在谐振频率 f_r 处，则谐振变换器的归一化直流电压增益 $M_{dc.nom} = 1$ 。假设副边输出整流二极管上压降为 0.5V，则可得：

$$M_{dc.nom} = \frac{n(V_o + V_{DR})}{V_{in.dc.nom}} \quad (4-33)$$

$$n = \frac{V_{in.dc.nom}}{V_o + V_{DR}} = 1.198 \quad (4-34)$$

在此取匝比 $n=1.2$ 。

(2) 根据谐振变换器的输入电压范围, 由公式 (4-28)、(4-29) 可推导出归一化电压增益的最小值 $M_{dc.min}$ 与最大值 $M_{dc.max}$:

$$M_{dc.min} = n \frac{(V_{o.min} + V_{DR})}{V_{dc.in.max}} = 0.859 \quad (4-35)$$

$$M_{dc.max} = n \frac{(V_{o.max} + V_{DR})}{V_{dc.in.min}} = 1.379 \quad (4-36)$$

(3) 由公式 (4-25)、(4-26) 可计算出归一化频率最小值 $f_{n.min}$ 和最大值 $f_{n.max}$ 为:

$$f_{n.min} = \frac{f_{s.min}}{f_r} = 0.7 \quad (4-37)$$

$$f_{n.max} = \frac{f_{s.max}}{f_r} = 2.1 \quad (4-38)$$

(4) 负载等效电阻的最小值、最大值以及折算到变压器原边的等效电阻值:

$$R_{o.min} = \frac{V_{o.min}^2}{P_{oj}} = 10\Omega \quad R_{ac.eq.min} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_{o.min} = 11.67\Omega \quad (4-29)$$

$$R_{o.max} = \frac{V_{o.max}^2}{P_o} = 16.33\Omega \quad R_{ac.eq.max} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_{o.max} = 19.06\Omega \quad (4-40)$$

(5) 确定电感比 k , 由公式 4-32 可知:

由公式 (4-16) 可知, 为了确保谐振变换器在空载情况下能工作, 设计变换器的最小电压增益应满足 $M_{dc.min} > M_{dc.open}$, 所以:

$$M_{dc.min} > M_{dc.open} = \frac{k}{k+1} \Rightarrow k_{max} < 6.09 \quad (4-41)$$

由公式 (4-32) 可知, 可以求出最小增益 k_{min}

$$k_{min} = \frac{(f_{n.max}^2 - 1)M_{dc.min}}{f_{n.max}^2 (1 - M_{dc.min})} = 1.935 \quad (4-42)$$

根据前文的分析, 综合考虑选取 $k = 4$ 。

(6) 确定满足变换器工作在 ZVS 区域的品质因数 Q

由公式 (4-23) 可知, 在最小输入电压、满载的情况下, 谐振变换器工作 ZVS 区域的最大品质因数为:

$$Q_{max1} = \frac{1}{kM_{dc.max}} \sqrt{k + \frac{M_{dc.max}^2}{M_{dc.max}^2 - 1}} = 0.448 \quad (4-43)$$

在最小输入电压、满载的情况下^[54-57], 谐振变换器工作 ZVS 区域的最大品质因数

为:

$$Q_{\max 2} = \frac{\pi}{4} \frac{1}{[(1+k)f_{n.\max}] \frac{T_{dead}}{R_{ac.eq} C_{ZVS}}} \quad (4-44)$$

由于本文选用的是开关管型号为 STW48NM60N，查阅器件手册可得知其结电容 C_{oss} 等于 212pF，与谐振腔并联的等效寄生电容为 C_{stray} 等于 200pF，选取全桥桥臂中点对地的等效寄生电容为 $C_{ZVS} = 2C_{oss} + 2C_{stray} C_{oss} / (C_{stray} + 2C_{oss}) \approx 560pF$ ，取死区时间 T_{dead} 等于 800ns，则由公式 (4-44) 可得： $Q_{\max 2}$ 等于 5.6。考虑到裕量， Q_{ZVS} 为：

$$Q_{ZVS} = (0.9 \sim 0.95) \min \{Q_{\max 1}, Q_{\max 2}\} \quad (4-45)$$

这里取 $Q_{ZVS} = 0.4$ 。

(7) 谐振腔的谐振元件参数：

$$Z_o = Q_{ZVS} R_{ac.eq} = 7.68 \quad C_r = 1 / (2\pi f_r Z_o) = 200nF \quad (4-46)$$

$$L_r = Z_o / (2\pi f_r) = 12.22\mu H \quad L_m = kL_r = 48.89\mu H \quad (4-47)$$

4.6 全桥 LLC 谐振变换器仿真

由于电源模块的后级是串联的两路全桥 LLC 变换器，拓扑结构如图 1-3 所示。由于两路谐振变换器的谐振腔参数相同，以下仅以单路进行分析。通过 PSIM 软件搭建全桥 LLC 谐振变换器的仿真模型，系统仿真的参数设计如下：直流输入电压范围为 305V ~ 420V，额定直流输入电压为 420V，额定直流输出电压为 350V，额定输出电流为 21A，额定输出功率为 7.5kW，谐振频率为 100kHz，开关管的开关频率范围为 70kHz~210kHz，死区时间 800ns，谐振腔参数为 $C_r = 200nF$ 、 $L_r = 12.22\mu H$ 、 $L_m = 48.88\mu H$ 。为了使仿真结果更加的接近真实情况，以下的仿真结果均考虑了功率开关管的导通电阻、结电容、电路中杂散电容以及输出二极管在导通状态下的压降等。

如图 4-13 所示，谐振变换器在满载、工作频率为 $f_m < f_s < f_r$ 条件下的波形。图中的波形至上而下分别为同一桥臂上两个功率开关管的驱动波形、谐振电流和励磁电流波形、输入谐振变换器的电压波形、输出整流二极管的电流波形。由图 4-13 可知，两功率开关管的驱动信号间留有死区时间，不会出现统一桥臂上的两个功率开关直通的现象；由谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 构成的谐振回路中，谐振有腔电流“平台区”，此时谐振电路处于串并联谐振的工作状态；谐振腔的输入电压 $V_{in.dc}$ 呈方波；输出整流二极管的电流断续，可实现 ZCS 开通和关断。由图 4-13 的仿真图形可知，其仿真结果和前文的理论分析

完全一致。

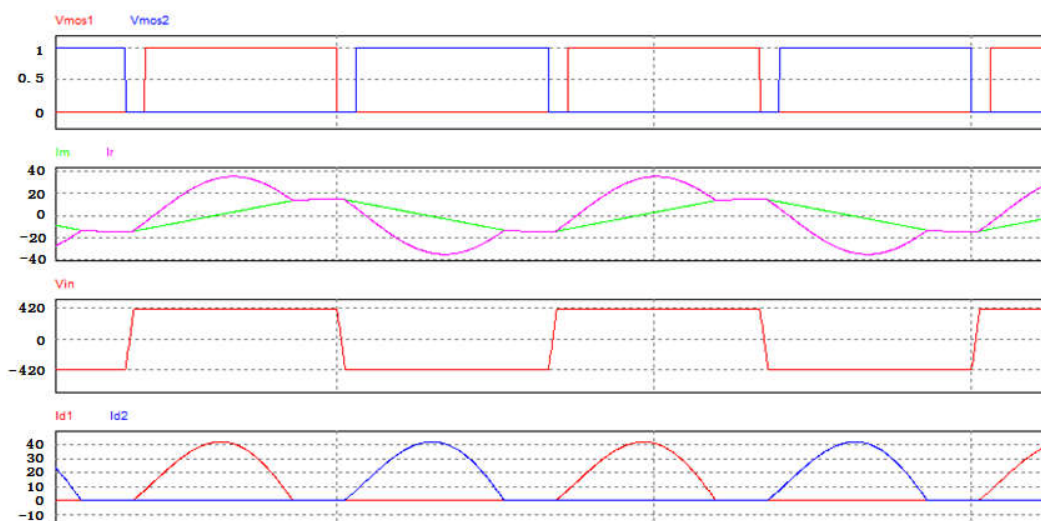


图 4-13 $f_m < f_s < f_r$ 时谐振变换器的波形图

如图 4-14 所示，谐振变换器在满载、工作频率为 $f_s = f_r$ 范围时的波形。图中的波形至上而下分别为同一桥臂上两个功率开关管的驱动信号波形、励磁电流和谐振电流波形、谐振腔的输入电压波形、输出整流二极管的电流波形。由图 4-14 可知，两功率开关管的驱动信号间留有死区时间，不会出现同一桥臂上的两个功率开关直通的现象；由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 构成的谐振回路中，谐振电流波形呈正弦波形，谐振电流呈三角波波形；谐振腔的输入电压 $V_{in,dc}$ 呈方波；输出整流二极管的电流处于断续和连续的临界状态，可实现 ZCS 开通和关断。

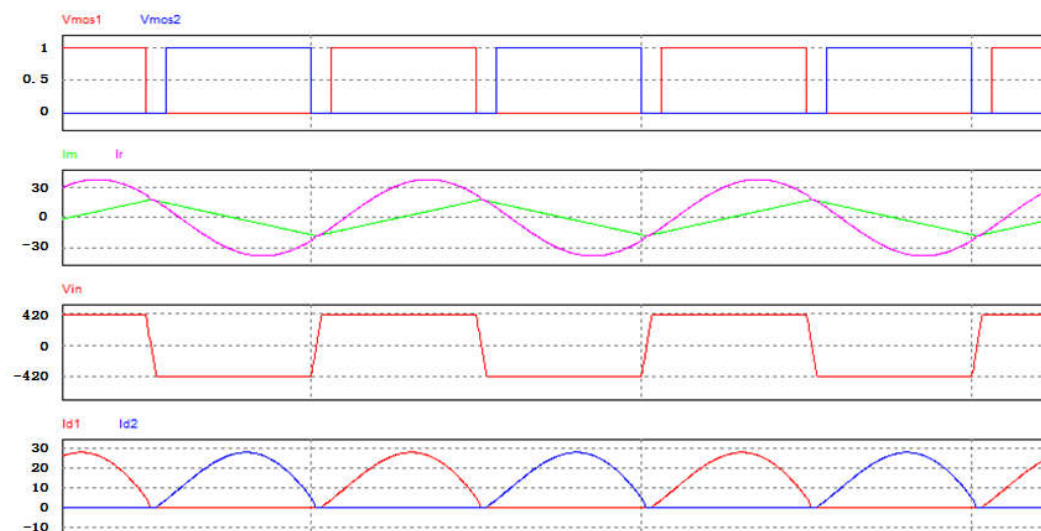


图 4-14 $f_s = f_r$ 时谐振变换器的波形图

如图 4-15 所示, 谐振变换器在满载、工作频率为 $f_s > f_r$ 范围时的波形。图中的波形至上而下分别为同一桥臂上两个功率开关管的驱动信号波形、励磁电流和谐振电流波形、谐振腔的输入电压波形、输出整流二极管的电流波形。由图 4-15 可知, 两功率开关管的驱动信号间留有死区时间, 不会出现统一桥臂上的两个功率开关直通的现象; 由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 构成的谐振回路中, 谐振电流波形呈非正弦波形, 谐振电流呈三角波波形, 此时谐振电路处于串并联谐振的工作状态; 谐振腔的输入电压 $V_{in,dc}$ 呈方波; 输出整流二极管的电流处于连续的临界状态, 其存在反向恢复时间, 丢失了 ZCS 特性。

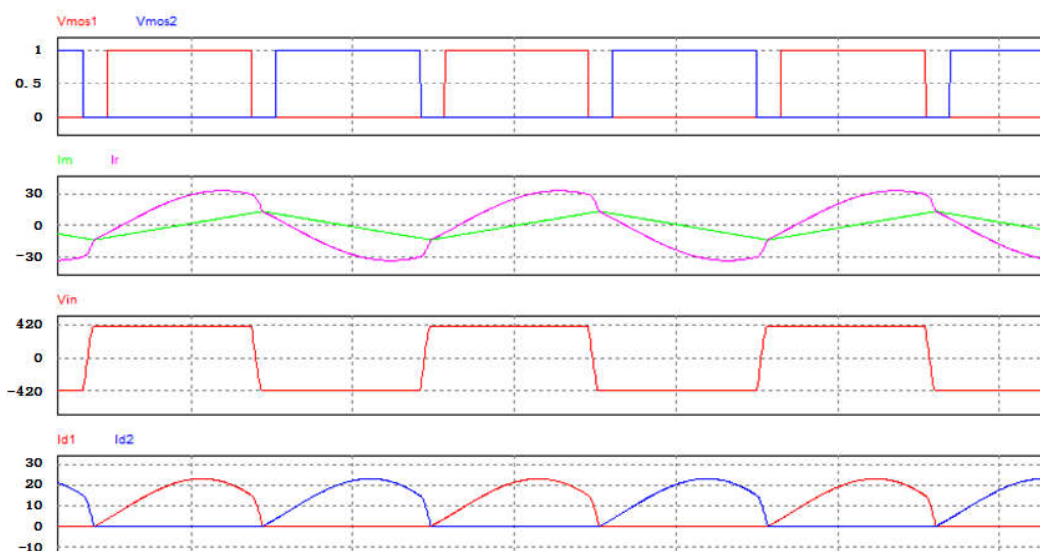


图 4-15 $f_s > f_r$ 时谐振变换器的波形图

通过全桥 LLC 变换器的开环仿真结果可知, 其仿真结果和前文的理论分析完全一致。通过比较仿真结果图 4-13、4-14、4-15 可知, 若谐振变换器的工作频率在 $f_m < f_s < f_r$ 的情况下时, 可以使功率开关管的 ZVS 和输出二极管的 ZCS 特性, 以下的分析均是在此频率范围内进行的。

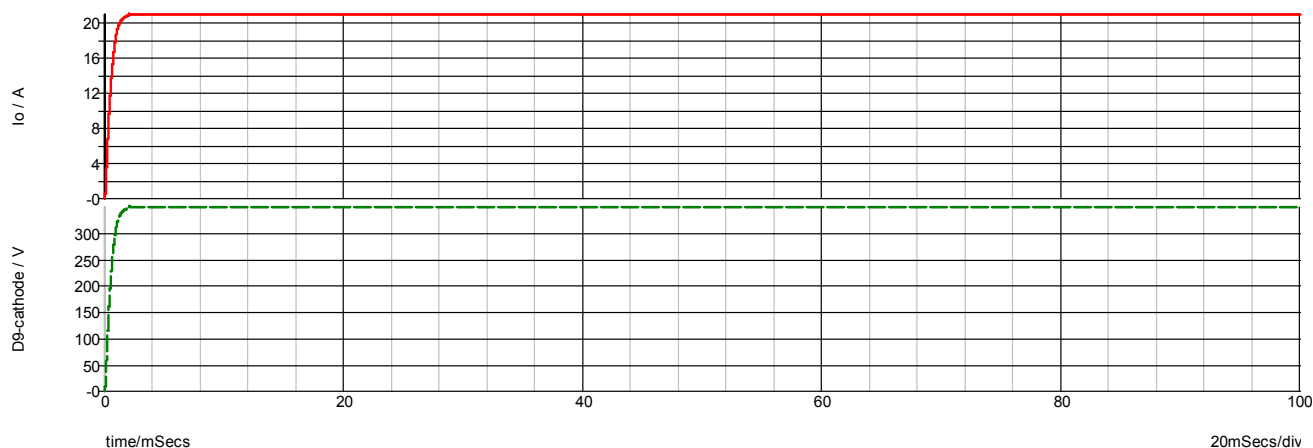


图 4-16 单路谐振变换器输出电压与输出电流波形

如上图 4-16 所示为单路全桥 LL 谐振变换器的输出电压、电流的波形，从下图中可知在 3ms 处输出电压就可稳定在 350V，输出电流也稳定在 21A，满足了设计要求。

图 4-17 所示将两路全桥 LLC 谐振变换器串联时输出电压、电流波形。从下图中可知在 0.03s 处输出电压就可稳定在额定输出电压 250V，输出电流也稳定在 25A，满足了设计要求。

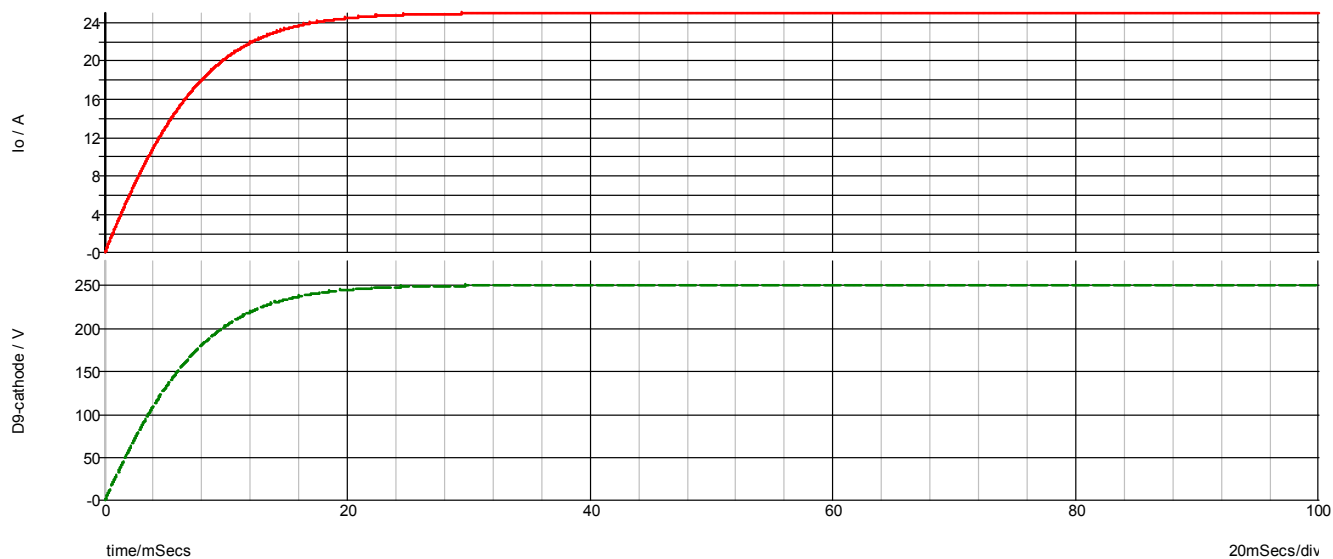


图 4-17 单路谐振变换器输出电压与输出电流波形

图 4-18 所示将两路全桥 LLC 谐振变换器串联时输出电压、电流波形。从下图中可知在 0.003s 处输出电压就可稳定在额定输出电压 700V，额定输出电流也稳定在 21A，满足了设计要求。

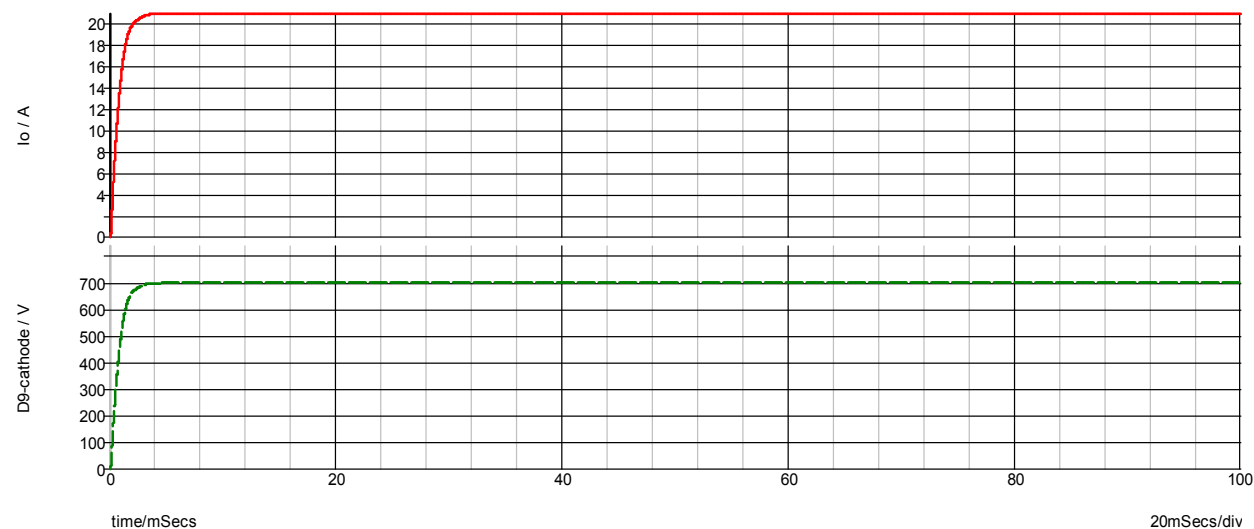


图 4-18 两路串联谐振变换器输出电压与输出电流波形

图 4-19 为当调节电源模块输出电压为 500V 时，将两路全桥 LLC 谐振变换器串联时输出电压、电流波形。从下图中可知在 0.042s 处输出电压就可稳定在额定输出电压 500V，额定输出电流也稳定在 25A，满足了设计要求。

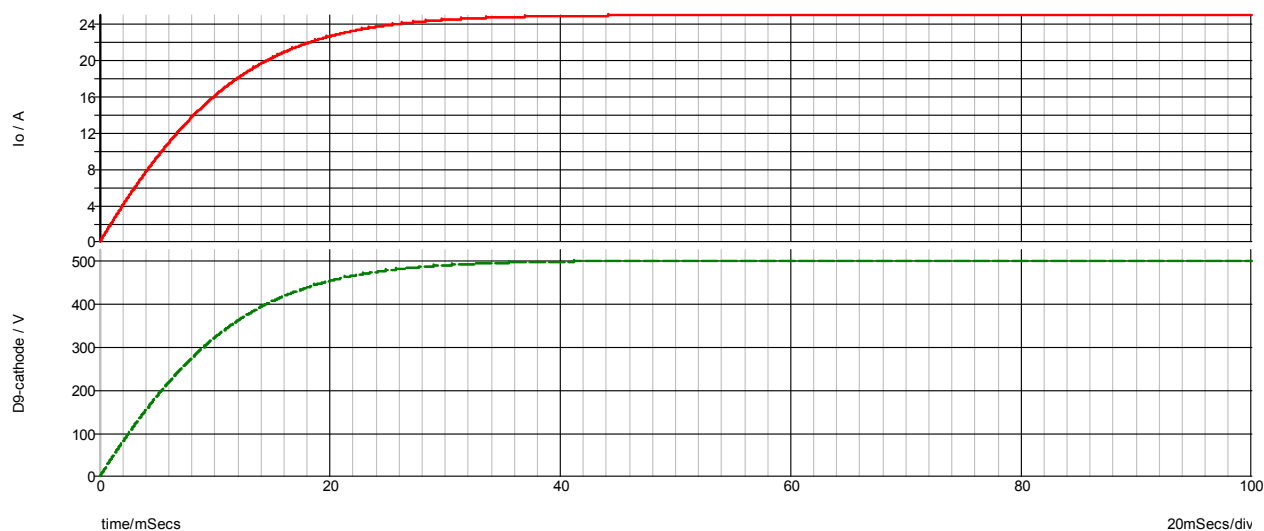


图 4-19 两路串联谐振变换器输出电压与输出电流波形

4.7 本章小结

本章详细分析了全桥 LLC 谐振变换器的工作原理，通过基波分析法推导出了变换器的等效电路模型，对电路的稳态进行了分析，并给出了谐振腔参数的综合设计要求。最终根据以上的理论分析设计了全桥 LLC 谐振腔参数，通过软件仿真验证了全桥 LLC 变换器工作原理分析的正确性以及参数设计的可用性。

第 5 章 直流充电桩电源模块的软硬件设计

由于传统模拟控制方法的低集成度、低灵活度、调试复杂等缺点，数字技术的应用得到了发展。由于数字控制芯片的出现，实现了数字技术和模拟技术的相融合，具备了直接监视、处理并适应系统条件的能力，实现故障管理、过电压(流)保护、自动冗余等功能，能够满足几乎任何电源要求。在本项目中，控制电路以 TMS320F28335 为控制核心，扩展电路包括三相交流电压、电流检测电路，直流母线电压检测电路，输出电压检测电路，PWM 脉冲输出电路，核心控制芯片负责电路信号的采集，算法的实现，系统状态的检测以及故障处理。

5.1 电源模块的硬件设计

为了系统的直流母线输出电容电压的稳定和交流输入电流完全跟踪交流输入电压，需要对直流母线输出电压和三相输入电流分别进行采样。

5.1.1 输入电压采样调理电路

如图 5-1 所示，为三相交流输入的电压采样电路。为了提高驱动电路的驱动能力，经过分压后得到的电压值首先需要进过高输入阻抗的电压跟随器。由于采样的交流输入电压值有正有负，而 DSP 只能识别正电压，所以需要将采样的电压调制到 DSP 的 A/D 转换模块所需要的电平输入范围 $0 \sim 3.3V$ 之内。同时利用二极管箝位输出电压到 DSP 的外设 A/D 转换模块。

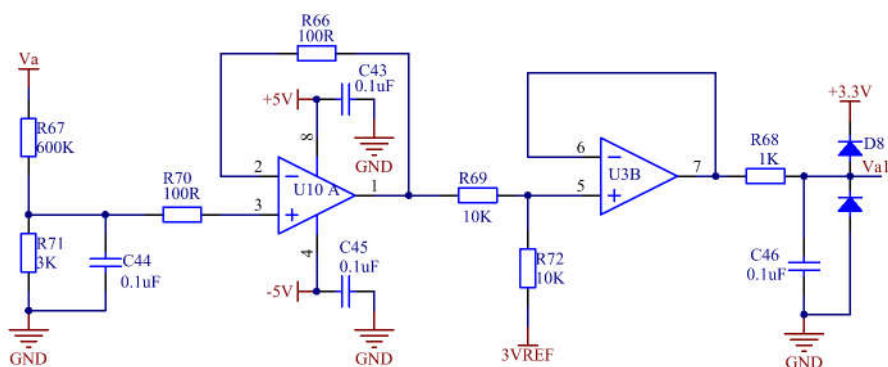
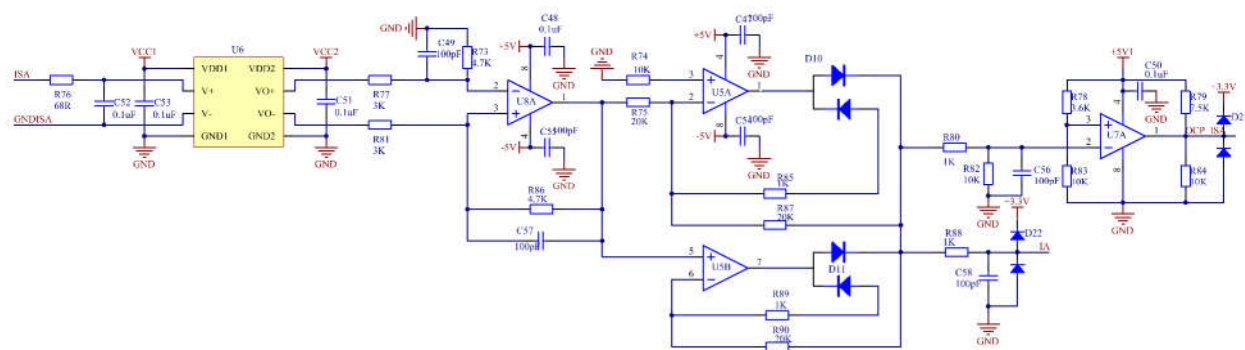


图 5-1 输入电压采样调理电路

5.1.2 输入电流采样和过流保护路

为了尽量的减小电流控制系统的干扰，在此需要将采样的电流信号隔离。交流输入电流采样电路采用精密整流电路，如图 5-2 所示。精密整流电路输出值有两个作用，其一是作为交流电流采样值；其二作为过流保护信号，通过比较器和基准值比较，如果采样电流大于基准值，比较器就输出低电平，通过 DSP 内部处理来关系驱动波形。



如开关管 $MOS1$ 、 $MOS2$ 。而虚线框 BB 部分的 A 相 MOS 管的驱动信号比虚线框 AA 部分的 A 相 MOS 管的驱动信号滞后 180° 。虚线框中的 B、C 相和 A 相相同。如图 5-4 所示为三相 VIENNA 整流器的开关管驱动电路。其中 U2 为与门逻辑芯片。U3 为 MOS 管的驱动芯片。

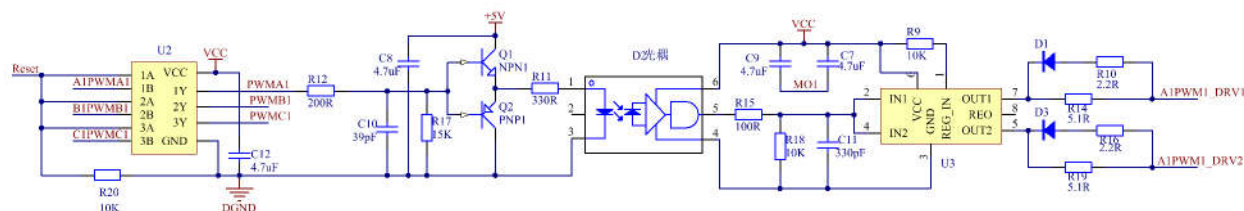


图 5-4 三相 VIENNA 整流器开关管驱动电路

5.1.5 全桥 LLC 的驱动电路

如图 5-5 所示为全桥 LLC 的驱动电路。电路中利用开关管驱动芯片 U8、U9 来提高电路的驱动能力，采用变压器驱动可以使控制回路和功率回路电气隔离。

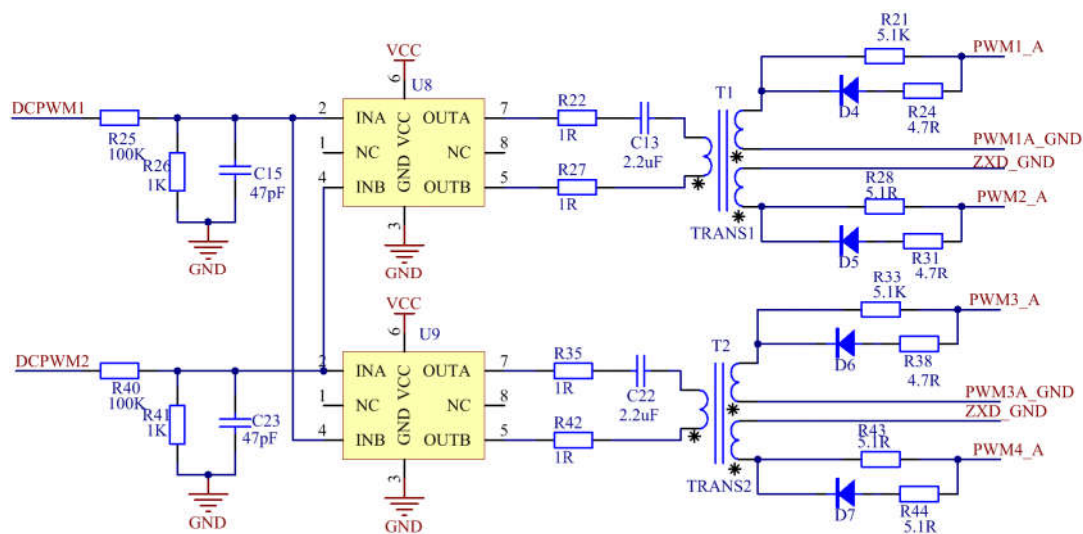


图 5-5 全桥 LLC 变换器开关管驱动电路

5.2 直流充电桩模块的软件设计

基于模拟控制方案的单周期控制电源已有很多方案，但由于在工作过程中外部环境的影响，模拟方案控制的电容参数会发生变化，对积分时间常数会有影响，进而导致校正的效果，而数字控制技术正好弥补了这一缺点。

5.2.1 系统控制软件整体流程图

数字控制程序主要主程序和中断程序两部分组成。主程序首先是对 DSP 中寄存器进行初始化设置,包括系统和外设的配置,I/O 口的初始化、中断优先级的设置和各种程序变量的初始化。初始化之后系统开始进入循环,等待中断的到来。其中 A/D 中断服务子程序是整个系统控制的核心部分。在 A/D 中断服务之程序中循环调用 PI 调节以完成控制变量的计算和输出的更新。主程序流程图如 5-6 所示:

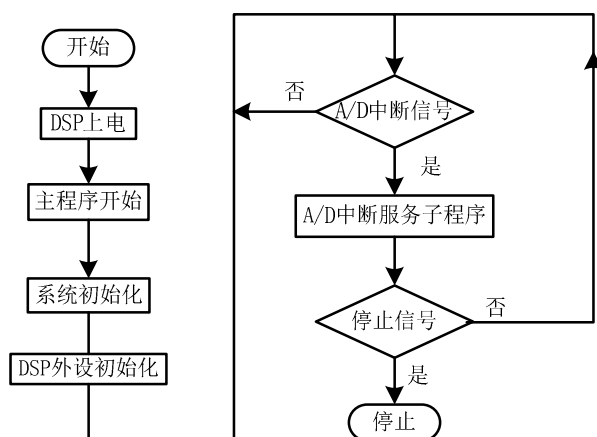


图 5-6 软件主程序流程图

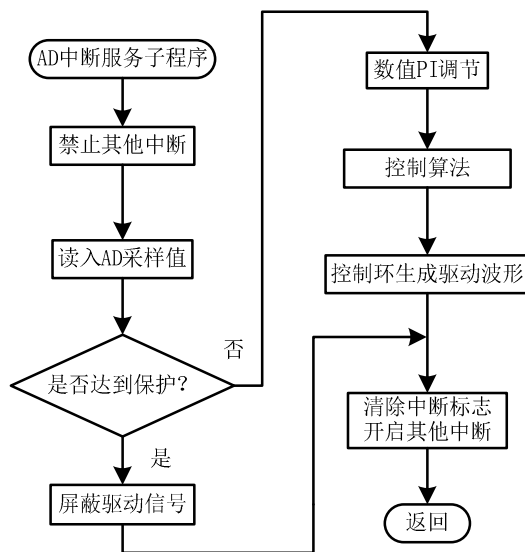


图 5-7 AD 中断子程序流程图

5.2.2 系统 A/D 中断服务程序流程图

系统中的中断主要包括 I/O 外部中断,AD 中断服务子程序在外部中断产生后才开始,当调用中断子程序开始时,系统首先读入采样的值,检测时候超过了保护值,然后经过 AD 模数转换后,应用到数值 PI 对系统进行电压电流双环设计,再产生正选给定后实现单周期控制算法,以此产生相应驱动信号。如图 5-7 所示为 AD 中断子程序流程图。

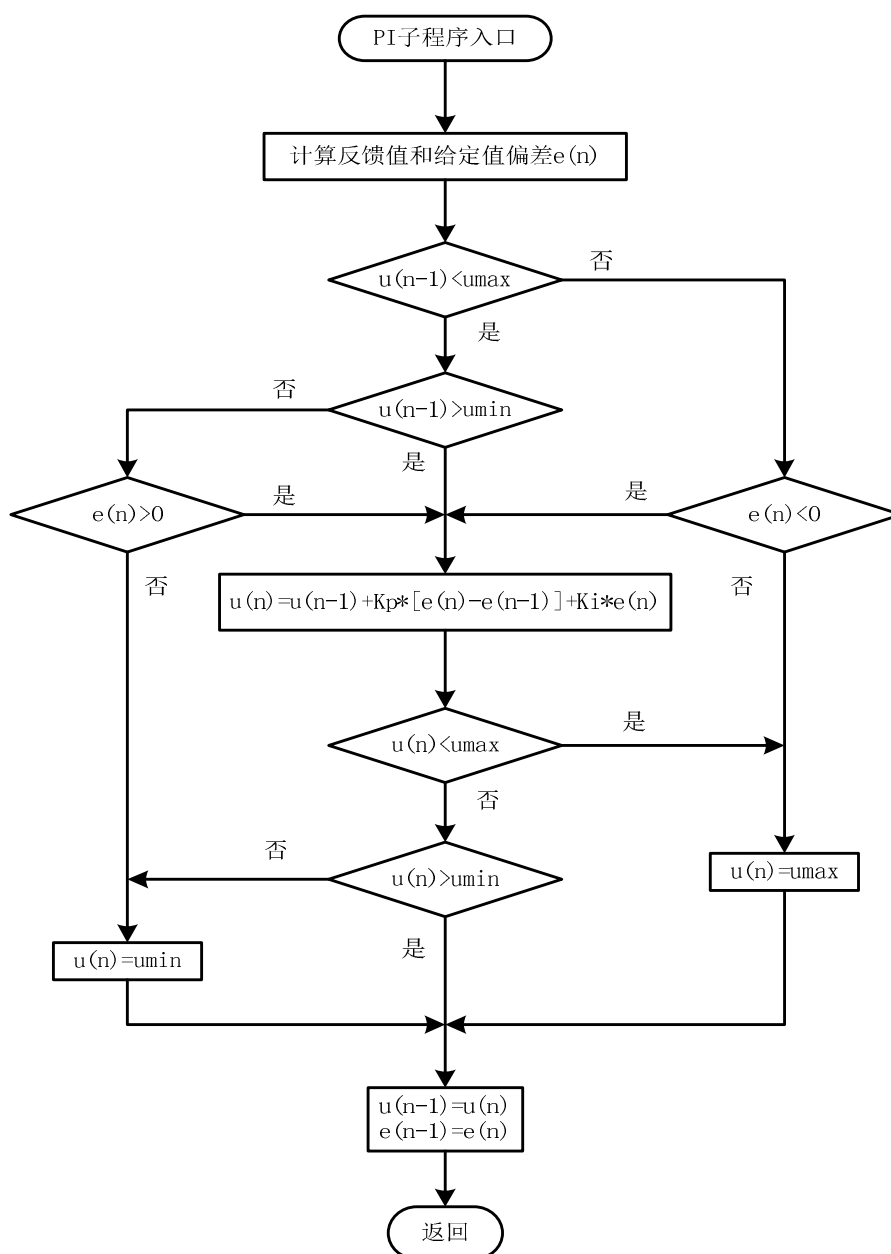
5.2.3 系统数值 PI 调程序流程图

通常的数字控制器是将连续的被控对象离散化,然后建立等效的离散数学模型,在等效离散系统的范畴之内对整个系统进行闭环分析。数字 PI 调节通常是时刻采样系统的偏差值来计算控制,所以需要将模拟的 PI 算法进行等效离散化。根据增量式 PI 调节公式可得:

$$u(n) = u(n-1) + K_p[e(n) - e(n-1)] + K_i e(n) \quad (5-1)$$

上式中 $u(n)$ 为第 n 次采样时刻 PI 控制器的输出量, $u(n-1)$ 为第 $n-1$ 次采样时刻 PI 控

制器的输出量, $e(n)$ 为第 n 次电压反馈 v_{fn} 和电压参考的给定值 v_{ref} 的差值, $e(n-1)$ 为第 $n-1$ 次电压反馈 $v_{f(n-1)}$ 和电压参考的给定值 v_{ref} 的差值。在实际采用的控制算法中, 要对以上的算法进行改进。因为普通的 PI 调节容易出现积分饱和现象。更改后的 PI 调节器控制算法流程图如 5-8 所示:



5-8 图 PI 调节程序流程图

5.3 本章小结

本章针对直流充电桩电源模块系统进行了软硬件的设计, 绘制了电源模块的前级部分和后级部分相关的采样电路和驱动电路, 并给出了系统工作的主要流程以、中断服务程序流程图和 PI 调节器控制算法流程图。

第 6 章 直流充电桩电源模块样机测试及分析

为了验证所设计的直流充电桩模块的正确性，设计了一台 15kW 的直流充电桩电源模块样机，其中模块的前级三相 VIENNA 整流部分的交流输入为 323V~437V，母线输出为 610V~840V 可调。模块的后级为两个串联的全桥 LLC 变换器，单个全桥的输入电压为其输入电压范围为直流输入电压 305~420V，输出电压为 250V~350V 可调，额定输出电压为 350V，额定输出电流为 21A，最大功率为 7.5kW；串联后的模块的最终额定输出直流电压为 500V~700V 可调，额定输出电压为 700V，额定负载为 21A，额定输出功率为 15kW。当模块输出电压在 600V~700V 范围内时，模块以恒定功率 15kW 工作；当模块输出电压在 500V~600V 范围内时，模块以恒定电流 25A 工作。

6.1 整机实验结果及分析

图 6-1 中 (a)、(b)、(c) 所示为直流充电桩模块在额定 700V 输出时，空载、半载、满载的情况下，三相 VIENNA 整流器直流母线输出电压纹波波形。其中通道 1 为正母线输出电压纹波波形，通道 2 为负母线输出电压纹波波形。图 6-4 为模块在额定输入、额定输出时，负载由满载切空载时直流母线的输出电压波形。

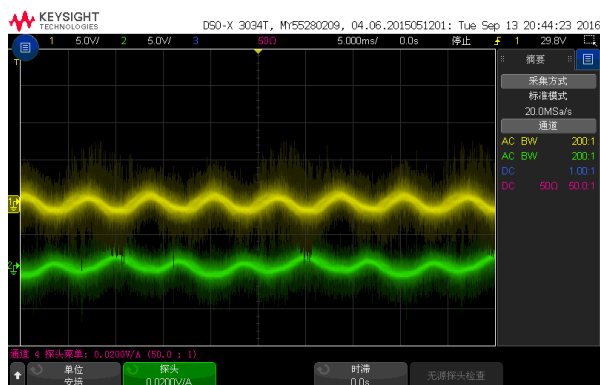


图 6-1 额定输出、空载整流器母线输出电压纹波

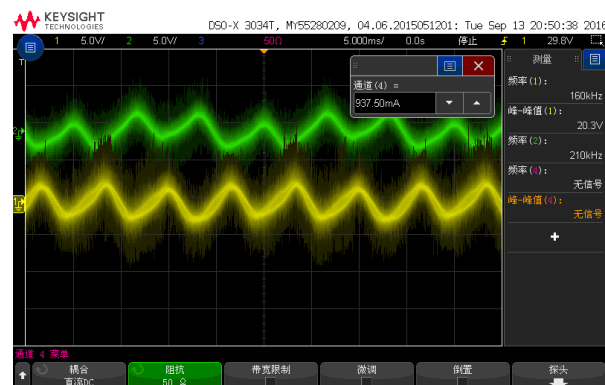
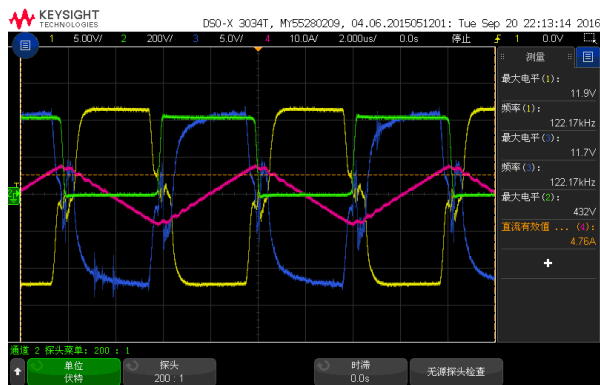


图 6-2 额定输出、半载整流器母线输出电压纹波

Figure 10 is an oscilloscope screenshot showing the output of the 100W power supply. The waveform is a green trace with a yellow line overlay, showing a transient response. The scope settings are: 10.0V/div, 420.000V, 200.0ms/div, 900.0ms. The right panel shows measurement data: Frequency (f): 56.9V, Peak-to-Peak (1): 448.1V, High (1): 446.1V, High (2): 446.1V.

图 6-5、6-6、6-7 分别为交流输入电源电压为低压、额定和高压时，模块在额定输出电压时带不同负载下的主要工作波形。其中通道 1 为开关管 Q_1 的驱动信号 V_{gs1} 的波形，通道 2 为开关管 Q_1 的漏源级电压 V_{DS1} 的波形，通道 3 为开关管 Q_2 的驱动信号 V_{gs2} 的波形，通道 4 为谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 的波形。



KEYSIGHT TECHNOLOGIES PDSO-X 30347, M55280209, 04.06.2015051201: Tue Sep 20 22:13:48

1 5.00V/ 2 200V/ 3 5.0V/ 4 10.0A/ 5 0000us/ 0.0s 停止 1 0.0V

测量

最大电平 (1):	12.1V
频率 (1):	76.266kHz
最大电平 (2):	14.1V
频率 (2):	75.730kHz
最大电平 (3):	456V
直流有效值 ... (4):	12.30A

通道 1: 探头类型: 200x, 1

单位: 伏特

时滞: 0.0s

无源探头检查

Keysight TECHNOLOGIES

DSO-X 3094T, My55280209, 04.06.2015051201: Tue Sep 20 22:14:14 201

1 5.00V/ 2 200V/ 3 5.0V/ 4 10.0V/ 5 0000us/ 0.0s 停止 # 1 0.0V

测量

最大电平 (1):	12.1 V
频率 (1):	75.269kHz
最大电平 (2):	13.1 V
频率 (2):	75.263kHz
最大电平 (3):	448 V
直流有效值 ... (4):	22.7 V

通道 2 探头类型: 200: 1

单位: 伏特

探头: 200...1

时基: 0.0s

无源探头检查

万方数据

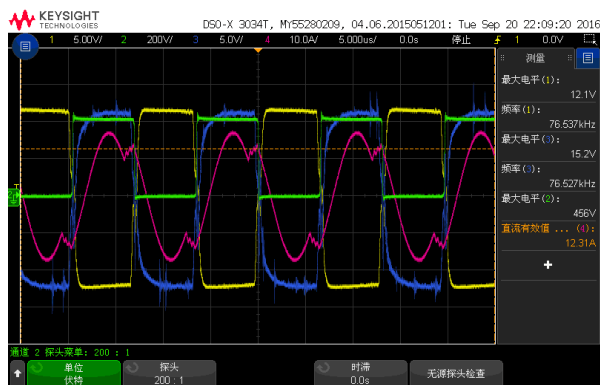


图 6-6 (b) 额定输入 700V 输出半载情况下

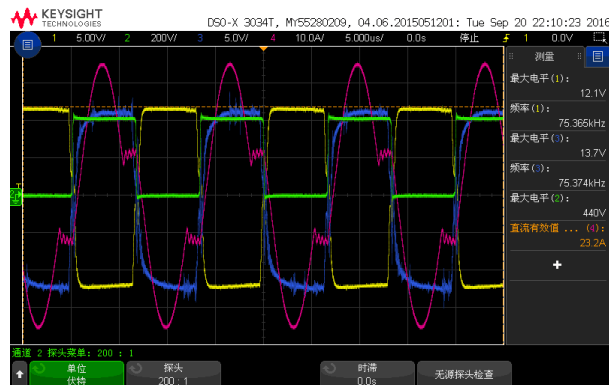


图 6-6 (c) 额定输入 700V 输出满载情况下

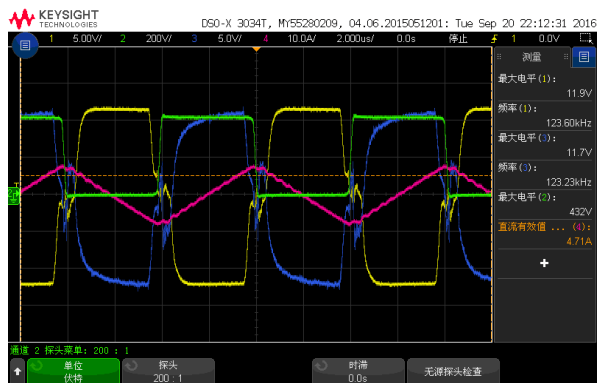


图 6-7 (a) 高压输入 700V 输出空载情况下

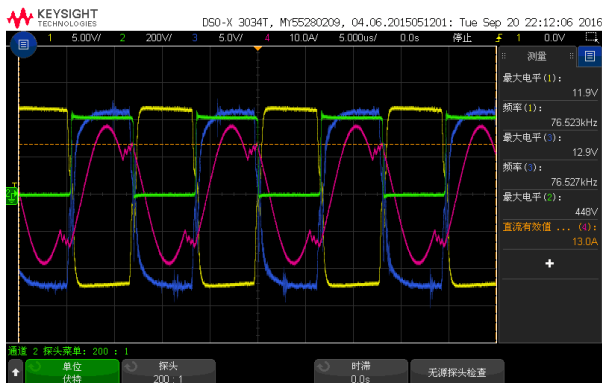


图 6-7 (b) 高压输入 700V 输出半载情况下



图 6-7 (c) 高压输入 700V 输出满载情况下

在图 6-5、6-6、6-7 中，在不同的交流输入电源电压下，模块输出 700V 时带不同的负载，由通道 1 中开关管 Q_1 的驱动信号 V_{gs1} 的波形和通道 2 中开关管 Q_1 的漏源级电压 V_{DS1} 的波形可以看出，当功率开关管开通前，其体二极管已经导通，所以可以实现功率开关管的 ZVS 关断，大大减小了变换器的损耗。

图 6-8、6-9、6-10 分别为交流输入电压为低压、额定和高压时，模块在 500V 输出电压时带不同负载下的主要工作波形。

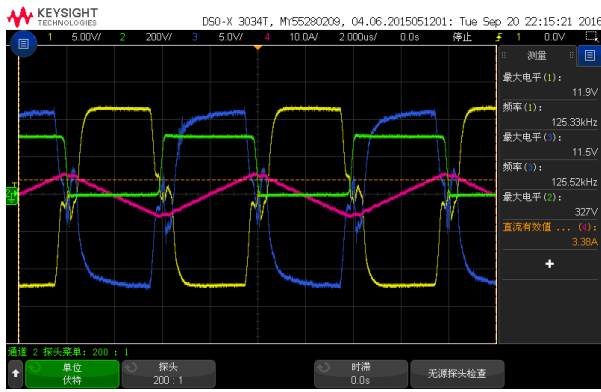


图 6-8 (a) 低压输入 500V 输出空载情况下

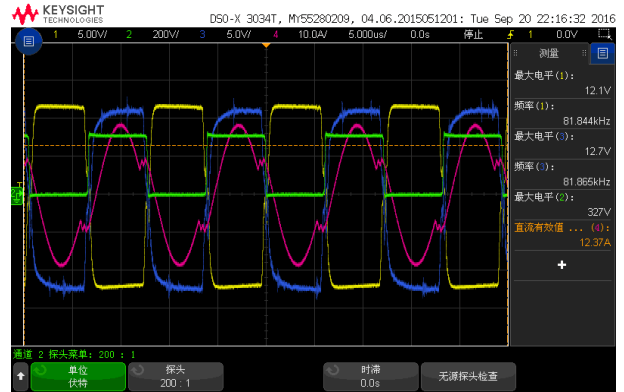


图 6-8 (b) 低压输入 500V 输出半载情况下

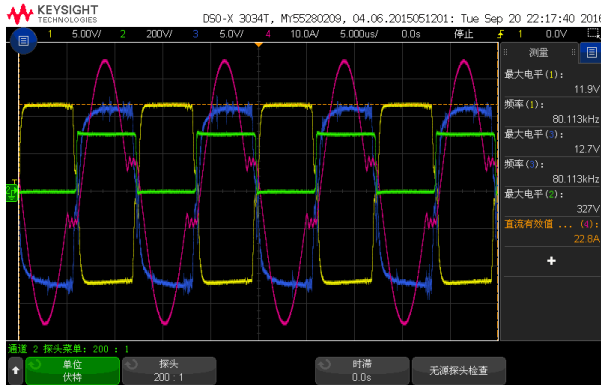


图 6-8 (c) 低压输入 500V 输出满载情况下

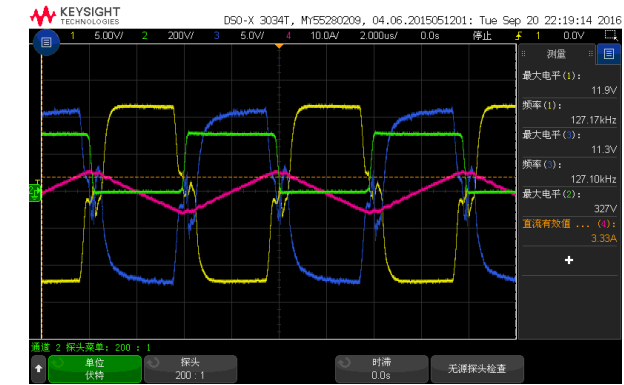


图 6-9 (a) 额定输入 500V 输出空载情况下

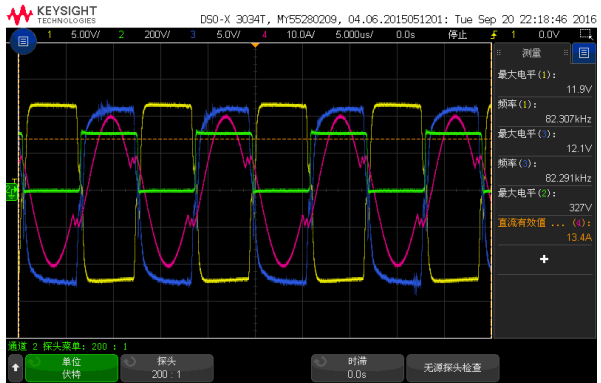


图 6-9 (b) 额定输入 500V 输出半载情况下

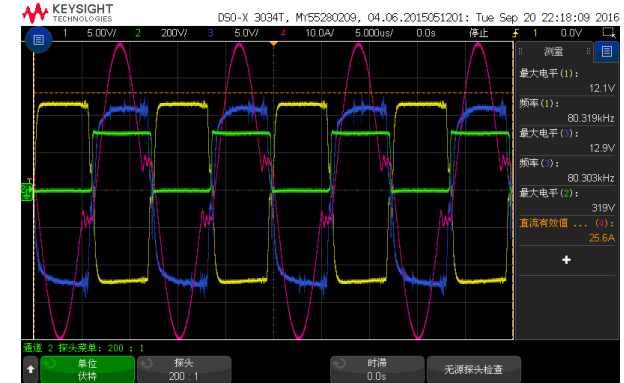


图 6-9 (c) 额定输入 500V 输出满载情况下

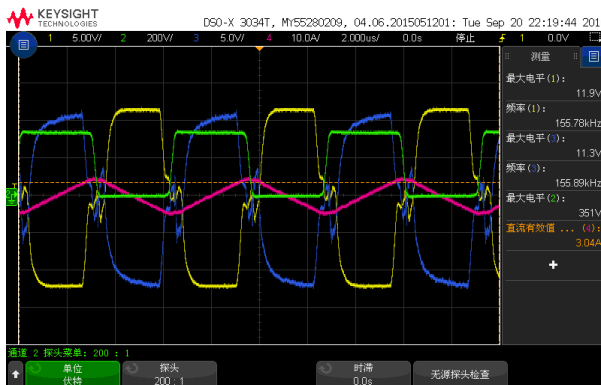


图 6-10 (a) 高压输入 500V 输出空载情况下

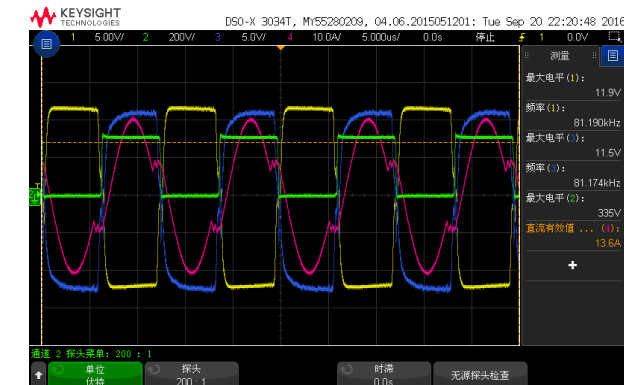


图 6-10 (b) 高压输入 500V 输出半载情况下

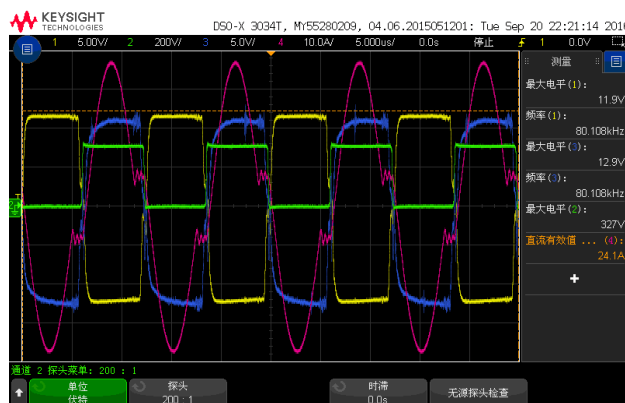


图 6-10 (c) 高压输入 500V 输出满载情况下

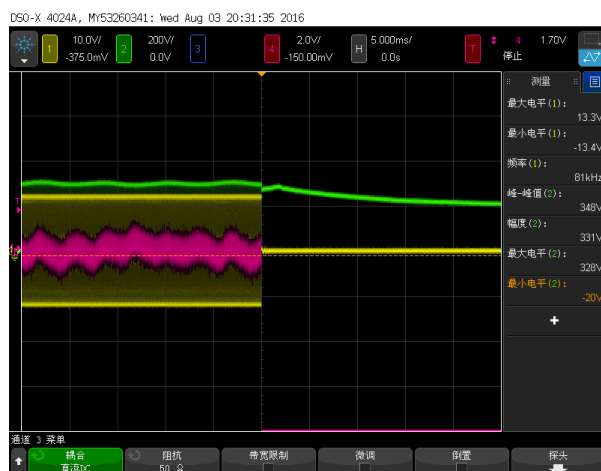
在图 6-8、6-9、6-10 中，在不同的交流输入电源电压下，模块 500V 输出时带不同负载，由通道 1 中开关管 Q_1 的驱动信号 V_{gs1} 的波形和通道 2 中开关管 Q_1 的漏源级电压 V_{DS1} 的波形可以看出，当功率开关管开通前，其体二极管已经导通，所以同样可以实现功率开关管的 ZVS 关断。

由图 6-5 至 6-10 中 (a) 可知，在不同的输入电源电压下，变换器可以在空载输出的情况下工作。通过图 6-5 至 6-10 中 (a)、(b)、(c) 的对比可以看出，随着输出负载由空载逐渐增加至满载，功率开关管的驱动电压大小基本保持不变，谐振腔的谐振电流却在逐渐增大，同时谐振变换器的工作频率在逐渐的降低，谐振电流波形逐渐接近于正弦，这与前文的理论分析是完全一致的。

将图 6-5~6-7 与图 6-8~6-10 对比可以看出，在电源模块中，后级的输出电压不同时，前级整流器的直流母线输出电压也不同。当输出电压较高时，直流母线的输出电压也较高，当输出电压降低时，直流母线的输出电压也随之降低。验证了整流器输出电压可调，同时保证了输出电压的宽范围输出。



6-11 输出 700V 满载短路保护波形



6-12 输出 500V 满载短路保护波形

如图 6-11、6-12 所示，其分别为变换器工作在额定输出 700V、满载和输出 500V、满载的状态下，电源模块突然短路，电源模块的关闭驱动信号，保护电源模块。其中下图中通道 1 为谐振变换器功率开关的驱动信号。从图上可以看出，电源模块具有很好的短路保护功能。

如图 6-13、6-14 所示，其分别为变换器工作在额定输出 700V、空载和输出 500V、空载的状态下，电源模块突然短路，电源模块的关闭驱动信号，保护电源模块。其中下图中通道 1 为谐振变换器功率开关的驱动信号。从图上可以看出，电源模块具有很好的短路保护功能。



图 6-13 输出 700V 空载短路保护波形



图 6-14 输出 500V 空载短路保护波形

6.2 整机输出外特性与效率分析

图 6-11 所示为电源模块额定输入、额定输出时，负载由空载到满载过程中，输出电压的外特性曲线。由图可以看出，在额定输入额定输出的情况下，负载有空载到满载的过程中，输出电压保持稳定，证明了电源模块具有良好的输出外特性。

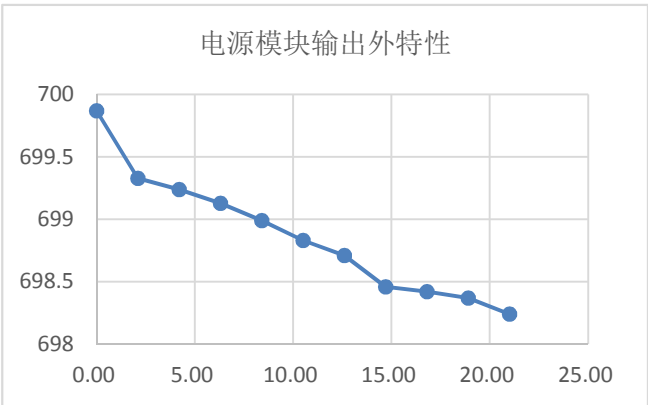


图 6-15 电源模块输出外特性

电源模块样机效率测试结果如表 6-1 所示，测量数据以额定输入电压情况下、然后每组输入依次从空载加到满载，相应的输出电流从 0A 增加至 21A，分别记录不同负载时的输出电压值、输出电流值、功率因数和工作效率。

表 6-1 样机效率测试数据表

V_{in} (V)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	η (%)
380	699.47	1.43	85.717%
380	699.55	1.99	88.33%
380	699.35	3.12	91.29%
380	699.25	4.18	92.89%
380	699.22	5.06	93.60%
380	699.14	6.26	94.04%
380	698.94	8.23	94.41%
380	698.97	9.39	94.79%
380	698.91	10.49	94.94%
380	698.83	11.52	94.81%
380	698.76	12.55	94.89%
380	698.66	14.38	94.90%
380	698.61	16.72	94.79%
380	698.56	17.65	94.72%
380	698.55	18.61	94.64%
380	698.43	19.79	94.46%
380	698.32	21.06	94.26%

通过表 6-1 可绘制出如图 6-16 所示的样机效率曲线图，图中横坐标为输出负载电流，纵坐标为样机效率。由 6-16 图可看出，在轻载的情况下，由于输入功率较小，而功率开关管的功率损耗、驱动损耗和磁性元器件的损耗，导致了整机效率相对较低。随着负载电流的增加，相应的谐振电流也增加，效率呈现先增大后减小的趋势，这与第四章的理论分析是一致的。

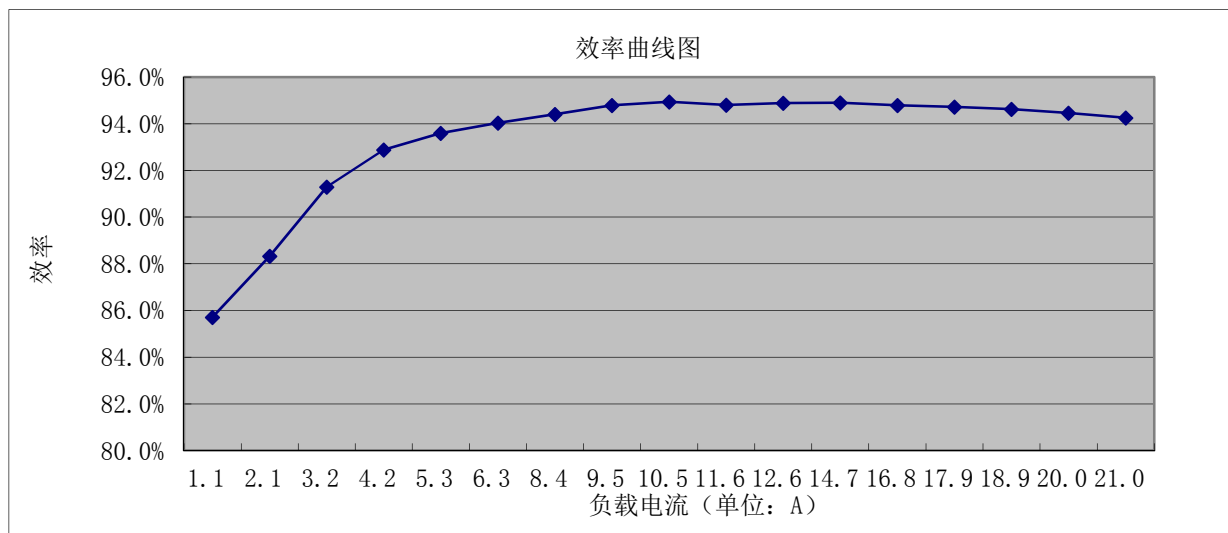


图 6-16 样机效率测试曲线图

6.3 本章小结

本章通过对直流充电桩电源模块样的测试，验证了直流充电桩电源模块方案的可行性。通过实验测试可以看出，采用单周期控制的交错并联三相 VIENNA 整流器具有良好的动态性和稳定性。同时也验证了全桥 LLC 谐振变换器的工作特点，利用两路全桥 LLC 谐振变换器，实现了宽输出电压的调节。通过对样机进行测量分析，验证了上文分析结果的正确性。

第7章 总结与展望

7.1 总结

针对电动汽车充电桩的快速这一现象，本文提出了对直流充电桩电源模块的研究。直流充电桩模块采用两级结构，即前级采用交错并联的三相 VIENNA 整流器拓扑结构，采用单周期控制技术，给出整流器的环路设计方法，并用 MATLAB 软件进行了仿真验证。后级采用两个串联的全桥 LLC 谐振变换器，利用三相 VIENNA 整流器直流母线输出端滤波电容电压的自动均衡功能，在其后各接一个全桥 LLC 变换器，然后再将两个全桥变换器串接起来。通过基波分析法对全桥 LLC 谐振变换器进行设计，并进行了仿真。最后制作了一台样机的进行了验证。该方案可以应用在电动汽车直流充电桩充电领域，实现电动汽车的快速充电等需求。

(1) 分析三相VIENNA整流器工作原理，介绍了单周期控制的基本原理，推导了在单周期控制下的三相VIENNA整流器的核心控制方程。分析了在采用单周期控制技术，三相VIENNA整流器直流母线输出电容电压具有自动均衡的性能，并给出了系统的关键设计参数和电感电容的设计方法。

(2) 针对三相VIENNA整流器拓扑，建立了整流器的大信号平均值模型、小信号模型以及电流环小信号模型。在此基础上针对三相VIENNA整流器进行了电压控制器设计，并通过伯德图的绘制验证了系统的稳定性。最后对系统进行了开环以及闭环仿真，仿真结果表明系统具有很好的稳定性能，且实现了单位功率因数校正的功能。

(3) 详细分析了全桥LLC谐振变换器的基本工作原理，利用基波分析法推导出变换器的等效电路模型，并对电路的稳态进行了分析，以及谐振腔参数的综合设计。最终根据以上的理论分析设计全桥LLC谐振腔参数，通过软件仿真验证了全桥LLC变换器工作原理分析的正确性以及参数设计的可用性。

(4) 针对直流充电桩电源模块系统进行了软硬件的设计，绘制了电源模块的前级部分和后级部分相关的采样电路和驱动电路，并给出了系统工作的主要流程以、中断服务程序流程图和PI调节器控制算法流程图。

(5) 针对选定的直流充电桩电源模块的设计方案，制作了以一台样机。通过样机实验的测试和分析可知，采用单周期控制的交错并联三相VIENNA整流器具有良好的动态性和

稳定性。同时也验证了全桥LLC谐振变换器的工作特点，利用两路全桥LLC谐振变换器，实现了宽输出电压的调节。通过对样机进行测量分析，验证了上文分析结果的正确性。

7.2 展望

由于近些年来新能源电动车的飞速发展，为了解决其能量供应问题，使国内外充电桩行业前景一片光明。本文提出的电动汽车直流充电桩电源模块是直流充电桩的核心部分，希望能够为有兴趣的业内同仁提供一定的参考。限于作者知识水平与实验设备条件的限制，本文的分析设计还有以下几方面的问题需要进一步的深入展开：

（1）针对本文设计的直流充电桩电源模块前级所采用的三相VIENNA整流器，由于采用的控制技术是单周期控制，整流器的抗负载扰动能力差。下一步尝试研究一些新型的控制算法，进一步的提高整流器的性能。

（2）本文对三相VIENNA整流器的分析与建模都是在其理想的条件下进行的，没有考虑交流输入电压频率升高时，滤波电感两端电压的不能忽略情况下，对单周期控制数学模型方程式进行修正。

（3）对于后级采用的两路串联的全桥LLC谐振变换器，其电源模块输出电压的调压范围有待于进一步的增大。如何对磁性元件的优化设计，减少磁损耗，提高变换器效率是下一步工作必须关注的。

参考文献

- [1] 陈瑞青, 白辰. 中国新能源汽车产业发展现状、问题及对策[J]. 汽车工业研究, 2015, 2015(1): 10-13.
- [2] 黄建湘. 我国新能源汽车产业现状与国外对比分析及对策[J]. 河南科技, 2014, 2014(15): 211-211.
- [3] 庞德良, 刘兆国. 德国汽车产业可持续发展的经验与启示[J]. 环境保护, 2014, 42(21): 69-71.
- [4] 刘卓然, 陈健, 林凯,等. 国内外电动汽车发展现状与趋势[J]. 电力建设, 2015, 36(7): 25-32.
- [5] 朱华, 卢文斌. 新能源电动汽车充电站发展趋势探讨[J]. 计量与测试技术, 2016, 43(3): 9-11.
- [6] 吴志力. 电动汽车充电技术应用现状与发展趋势[J]. 浙江电力, 2012, 31(8): 6-9.
- [7] 郝层层. 电动汽车充电对电网电能质量的影响[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [8] 黄少芳. 电动汽车充电机(站)谐波问题的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2008.
- [9] CHEN LI, ZHANG Bb, ZHOU Bin,etal. Research and manufacturIng of charging module for off—board charger[J].Automation of Electric Power Systems,2011,35(7): 81-85.
- [10] Tran M, Brand C, Banister D. Modelling diffusion feedbacks between technology performance, cost and consumer behaviour for future energy-transport systems[J]. Journal of Power Sources, 2014, 251(251): 130-136.
- [11] WU Song.The development trends of electric vehicles in Japan and the opportunity to China[J].Out look.for Global Technology Economy,2011,25(1): 61-72.
- [12] 杨婷, 景占荣, 高田. 电动汽车车载智能快速充电器的研究与设计[J]. 现代电力, 2010, 27(5): 62-66.
- [13] 周贺. 数字控制电动汽车高性能车载充电机设计与研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016.
- [14] 宋坚锋. 基于PS-FB-ZVZCS的稀土电解电源的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [15] 徐坤, 周子昂, 吴定允,等. 电动汽车交流充电桩控制系统设计[J]. 河南科技大学学报:自然科学版, 2016, 37(3):47-52.
- [16] 周帅. 电动汽车车载充电系统设计及其智能控制策略研究[D].长沙: 湖南大学, 2013.
- [17] 戈现勉. 高效率LLC谐振变换器研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2015.
- [18] 郭强. 电动汽车交流充电桩的开发与研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2015.
- [19] 高唯峰. 电动汽车V2G车载式双向充电机的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [20] Mei SW, Chen LJ. Research focuses and advance technologies of smart grid in recent years [J]. Chinese Science Bulletin, 2012, 57(22): 2879–2886.
- [21] 陈邦杰, 关振亚. LLC谐振变换器初探[J]. 中国科技信息, 2013, 2013(7): 98-100.
- [22] 陈海龙. 基于DSP单相PWM整流器在3.5kW车载充电机中的研制[D]. 广州: 华南理工大学, 2015.
- [23] 刘新磊, 程增木. 基于MATLAB\Simulink的纯电动汽车整车控制系统开发方法研究[J]. 工业技术创新, 2016, 3(1) :2-6.
- [24] 莫灵君. VIENNA整流器直接功率控制研究与设计[D]. 广州: 华南理工大学, 2015.
- [25] P.Najafi, A.Rajaei, M.Mohamadian and A.Yazdian Varjani. Design considerations of vienna rectifier-b4 converter for wind energy application[J]. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference,

- 2014, 108-113.
- [26] Zhang Xj , Fan Ch. Research on 3-phase 4-wire vienna rectifier based on onecycle control[J]. Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), 2012, 280-282.
- [27] 赖力. 数字式单相功率因数校正控制方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
- [28] 高翔. 单周期控制PFC技术及其数字化控制研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
- [29] 王智, 方炜, 刘晓东. 基于单周期控制的三相三开关PFC整流器的分析与设计[J]. 电工电能新技术, 2015, 34(1):52-56.
- [30] 万珍梅. 单周期控制三电平PFC的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008.
- [31] 姜树法. 单周期控制高功率因数PFC芯片研究与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [32] 刘潇. 基于单周期控制的Boost功率因数校正电路研究[D]. 武汉: 湖北工业大学, 2014.
- [33] 高瑞雪. 两种VIENNA整流器及其控制方式研究[D].北京: 北京交通大学, 2016.
- [34] 陆翔. VIENNA整流器关键技术问题研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2015.
- [35] 毛鹏.航空应用三相高功率因数整流器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
- [36] 冯建波. VIENNA电路的整流技术研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2013.
- [37] 林壮. VIENNA拓扑整流器的控制技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2014.
- [38] 赵齐齐. 应用于电动汽车充电机的高功率密度三相VIENNA整流器研究[D]. 扬州大学, 2015.
- [39] O.H.P.Gabriel, A.I.Maswood, L.Ziyu et al. Input current shaping of five-level multiple-pole vienna rectifier topologies with reduced component and better performance[J]. Industrial Electronics Society, 2013, 900-905.
- [40] D.Floricau and V.Pangratie. New unidirectional five-Level vienna rectifier for high-current applications[J]. Industrial Electronics Society, 2013, 1080-1085.
- [41] 刘丽莎. 单周控制三相四线制高功率因数整流器的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2011.
- [42] Yu Xy, Jin Ke, Chen Qh and Chang Jie. Control study of vienna-type rectifiers for high-dc link voltage utilization and high power factor[J]. 2013 4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2013, 1-6.
- [43] 王晓强. VIENNA整流器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [44] Yao Wenxi, Lv Zhengyu, Zhang Ming and Lin Zhuang. A novel svpwm scheme for vienna rectifier without current distortion at current zero-crossing point[J]. 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics, 2014, 2349-2353.
- [45] 马飞. 用于电动汽车充电的三相VIENNA整流技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [46] Lee Jene-Seok and Lee Kyo-Beum. Carrier-Based discontinuous pwm method for vienna rectifiers[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2015, 30(6): 2896-2900.
- [47] Yang Gang, P.Dubus and D.Sadarnac. Double-phase high-efficiency, wide load range high- voltage low-voltage llc dc/dc converter for electric/hybrid vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015, 30(4): 1876-1886.
- [48] Wu Hf, Wan Cg, Sun Kai, et.al. A high step-down multiple output converter with input voltage range based on quasi two-stage architecture and dual-output llc resonant converter [J] .IEEE Transactions Power Electronics, 2015, 30(4): 1793-1796.
- [49] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [50] F.Musavi, M.Craciun, D.S.Gautam, W.Eberle and W.G.Dunford. An llc resonant dedc converter for wide

- p>output voltage range battery charging applications[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2013, 28(12): 5437-5445.
- [51] 郭仿伟. 双向全桥LLC谐振变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [52] Sun W, Wu H, Hu H, et al. Resonant Tank Design Considerations and Implementation of a LLC Resonant Converter with a Wide Battery Voltage Range[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(6):1446-1455.
- [53] 王晓昱, 刘庆想, 张政权, 等. 全桥LLC串联谐振的电容器充电电源的研究[J]. 计算机仿真, 2015, 32(5): 136-140.
- [54] Hongfei Wu, Chengan Wan, Kai Sun,et al. A High Step-Down Multiple Output Converter With Input
- [55] Voltage Range Based on Quasi Two-Stage Architecture and Dual-Output LLC Resonant Converter [J]. IEEE Trans. Power Electron, 2015, 30(4): 1793-1796.
- [56] 周立身. 宽输出电压的半桥型LLC谐振变换器设计[J]. 电力电子技术, 2016, 50(6): 71-73.
- [57] 赵舒博. 交错并联LLC谐振变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [58] Zheng RC, Liu BY, Duan SX. Analysis and Parameter Optimization of Start-Up Process for LLC Resonant Converter [J]. IEEE transactions on power electronics, 2015, 30(12): 7113-7122.
- [59] 王彬. LLC谐振半桥AC/DC变换器的研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2014.
- [60] 郭仿伟. 双向全桥LLC谐振变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.

致 谢

在论文即将完成之际，首先衷心的向我尊敬的导师南余荣教授表示感谢。在两年半的研究生生活中，南老师不仅在学习上给予了我很大的指导和启示，还在生活上给予了无私的关怀和帮助。尤其是南老师治学处事态度的严谨、专业知识的渊博和科研眼光的独到，对我的人产生了深远的影响。在此，向我尊敬的南老师送上最真挚祝福，祝南老师身体健康、阖家欢乐。

感谢师兄陶亮、凌鑫明、孔维宁、李华楠和师姐余素华、董雪梅等给予的帮助。感谢同届的田风华、董方、王福良等给予的帮助。感谢师弟潘帅、宛冬晴、姚亚楠、钱宁、陆晟波、楼成林和师妹高苗苗的支持和陪伴。

感谢室友宋迪两年半来在生活和精神上给予的陪伴、帮助和支持，感谢好友张申盖、李冬冬等，在最后的美好校园时光遇见你们，感到庆幸，值得珍惜。

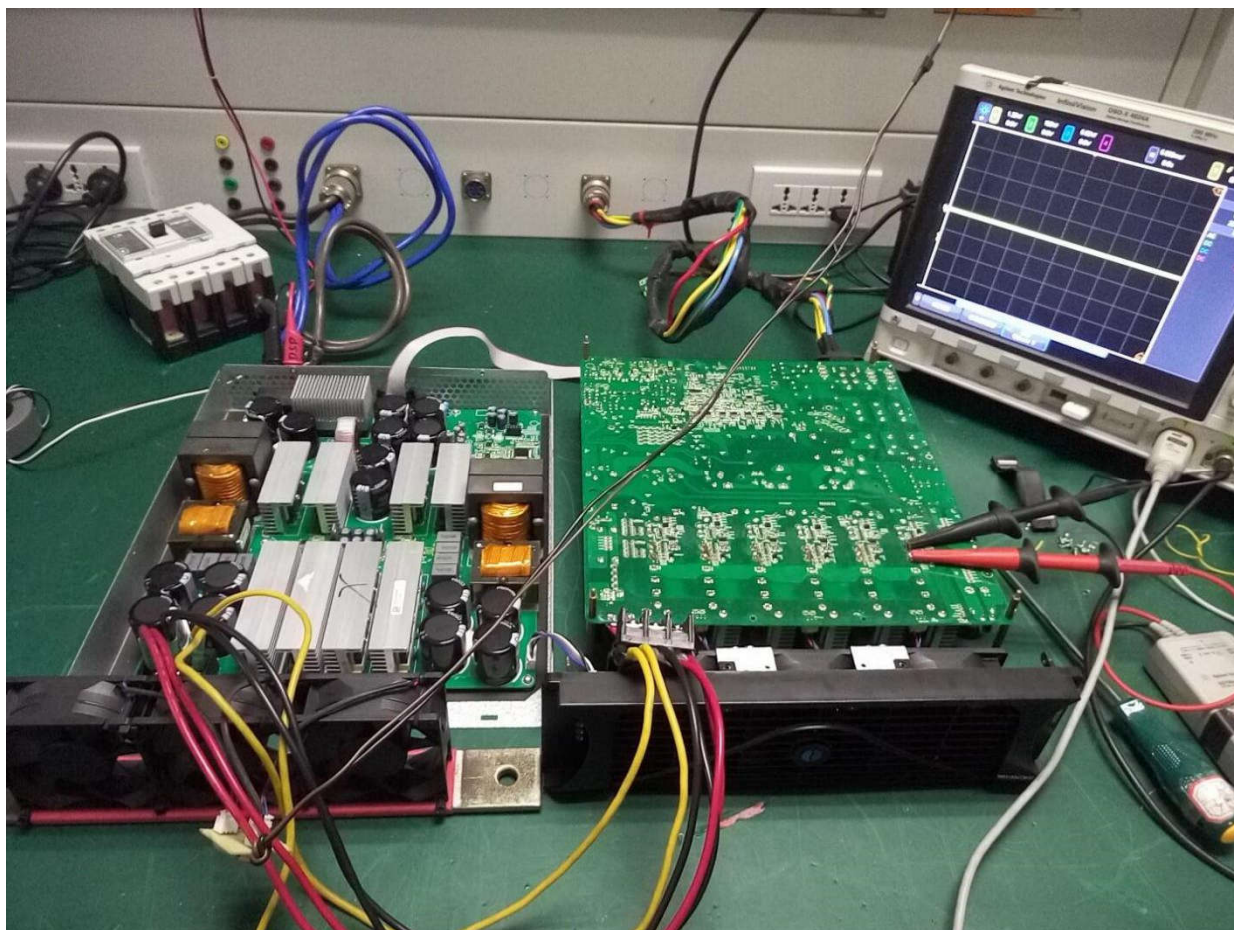
感谢在我背后一直默默无偿付出的我最亲爱的父母，感谢你们对我的多年的养育之恩，感谢家人给予我的温暖和幸福。

最后向辛苦培育我的老师们、领导们致以由衷的感谢和崇高的敬意。同时感谢为评阅本论文而花费宝贵时间和精力老师们。

谢谢！

附 录

附录：样机实物图



攻读学位期间参加的科研项目和成果

在校发表和录用的论文

- [1] 第一作者. 单周期控制三相四线 VIENNA 整流器的研究[J]. 新型工业化. (已录用)

在校发表的专利

- [1] 第二作者(除导师外). 新型高效移相全桥 ZCS-PWM 软开关变换器. (已受理)

在校发表和授权的软著

- [1] 第二作者(除导师外). 基于单片机的医疗无线呼叫系统. (已授权)