

VIENNA 整流器调制方法与控制策略的研究



重庆大学硕士学位论文 (专业学位)

学生姓名：王 克

指导教师：江 渝 教授

学位类别：工程硕士（电气工程领域）

重庆大学电气工程学院

二〇一七年五月

Research on Modulation Methods and Control Strategies of VIENNA Rectifier



A Thesis Submitted to Chongqing University
in Partial Fulfillment of the Requirement for
Professional Degree

By
Wang Ke

Supervised: Prof. Jiang Yu
Specialty: ME (Electrical Engineering Field)

School of Electrical Engineering
Chongqing University, Chongqing, China

May, 2017

摘 要

电力电子装置的大量引入给电网带来了严重的谐波污染，因此功率密度高、输入输出谐波性能良好的整流装置及其控制方法是当前的研究热点。VIENNA 整流器是由二极管整流电路演变而来的一种三电平 Boost 型 AC/DC 变换器，相较于传统 PWM 整流器具有功率密度高、开关管电压应力小、可靠性高、无需设置死区时间、控制电路相对简单等优点。本文以电动汽车充电机前级三相三线制 VIENNA 整流器为研究对象，对其拓扑结构、控制策略以及调制方法等方面展开研究。

首先，本文在三种坐标系下建立了基于状态空间平均法的数学模型，利用三值逻辑开关函数对 VIENNA 整流器的开关特性进行简化分析。第一章分析了 VIENNA 整流器的运行机理、运行特性，并结合数学模型推导出不同坐标系下的等效电路，为进一步研究 VIENNA 整流器奠定了基础。

其次，本文对 VIENNA 整流器的 PWM 调制方法进行了研究，利用傅立叶变换对 VIENNA 整流器两种常用的载波调制方法进行了数学分析与比较，得出在波形质量上采用同相载波调制要优于反相载波调制的结论。本文将矢量进行分类并结合 VIENNA 整流器的矢量分布特点分析了各类矢量对 midpoint 电位的影响。本文采用基于两电平空间矢量理论的简化 SVPWM 调制方法，避免了传统空间矢量调制方法需要大量三角函数运算的缺点。针对 midpoint 电位偏移问题，当采用载波调制方法时，通过向电容中点注入零序电流来平衡 midpoint 电位；当采用空间矢量调制方法时，通过调节一对冗余小矢量在一个开关周期内的时间分配实现电容 midpoint 电位的平衡控制。

再次，本文在两相旋转坐标系下设计了电压、电流双闭环控制器，针对采用 PI 控制器时电流内环模型存在耦合项以及抗干扰性能差的问题，在两相静止坐标系下，采用无耦合且对交流信号跟踪性能良好的准比例谐振控制器调节电流内环。

最后，本文利用 Simulink 平台搭建了系统模型并进行了仿真验证，并利用 15kW 充电机模块进行了实验验证。仿真和实验结果表明，整流器输出电压能够稳定跟随给定，且负载发生变化时能够快速重新回到给定电压，同时输入电流与电网电压在相位上保持一致，具有良好的稳态、动态性能，证明了本文采用的调制方法与控制策略的可行性与正确性。

关键词：VIENNA 整流器，空间矢量调制，准比例谐振控制，midpoint 电位平衡

ABSTRACT

With the power electronic equipment widely used in the field of power conversion, it also brought lots of harmonic pollution to the grid. Therefore, the study on green and clean PWM rectifier with high power factor and low input current distortion has become a popular issue for the technology of power electronics applications. The VIENNA rectifier which is based on a combination of a three-phase diode bridge and a DC/DC boost converter, has the following advantages: higher power factor than traditional rectifier topologies, low blocking voltage stress on the power switching transistors, high power density, no need to set dead-time and simple control structure. It's main shortcoming is the energy flow is unidirectional. This paper, the prime circuit used on the electric vehicle charger as a research object, researches on the controlling and the modulation methods of VIENNA rectifier.

Firstly, this paper focuses on the principle of the VIENNA rectifier; secondly, the mathematical models are deduced based on state-space method in three kinds of common coordinate systems; finally, this paper simplifies the analysis of switching characteristics with ternary logical function. All of these preparations provided a strong foundation for the further study of VIENNA rectifier.

Then this paper focuses on the modulation methods of VIENNA rectifier. Two kinds of carrier-based modulation methods which are applicable to VIENNA rectifier are analyzed and compared with the Fourier analysis technology. The conclusion is the synchronized triangular carrier phase current is better than not synchronized saw-tooth carrier. Then this paper classified the space vectors according to vector length, after that what the three kinds of vectors will impact on neutral-point potential balance is analyzed. One simple three level space vector modulation method based on two level space vector modulation method is used in this paper, this method avoided complex trigonometric calculations. On the problem of neutral-point potential unbalance, the method of zero sequence current injection is used when the modulation method is based on carrier; when the modulation method is based on space vector, this paper adopts the method of allocating the time distribution of the redundant vectors in a switching cycle.

Simulation model is built based on Simulink, experimental verification for above method is did based on the 7.5kW electric vehicle charger module.

Key word: VIENNA rectifier, Space vector modulation, Quasi proportional resonant control, Neutral-point balancing

目 录

中文摘要	I
英文摘要	III
1 绪 论	1
1.1 研究背景与意义	1
1.2 几种常见的三电平整流器拓扑结构	2
1.3 VIENNA 整流器调制方法研究现状	4
1.4 VIENNA 控制方法研究现状	6
1.5 论文主要研究内容	8
2 VIENNA 整流器拓扑结构与数学模型	9
2.1 VIENNA 整流器主电路	9
2.2 数学模型的建立	13
2.2.1 三相静止坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型	13
2.2.2 两相同步旋转坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型	17
2.2.3 两相静止坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型	19
2.3 本章小结	20
3 VIENNA 整流器 PWM 调制方法	21
3.1 VIENNA 整流器矢量分布	21
3.2 静态运行区域分析	22
3.3 传统三电平空间矢量调制方法	24
3.4 基于两电平实现的 VIENNA 整流器 SVPWM 调制方法	29
3.4.1 两电平电压型 PWM 整流器 SVPWM 方法	29
3.4.2 等效的建立	30
3.4.3 基于两电平空间矢量等效的 SVPWM 调制方法实现	30
3.5 VIENNA 载波调制方法	35
3.6 本章小结	38
4 VIENNA 整流器控制方法的研究	39
4.1 控制器设计	39
4.1.1 控制器设计原则	39
4.1.2 瞬时功率理论	41
4.2 基于 PI 算法实现的 VIENNA 整流器电流控制策略	43
4.2.1 PI 控制器设计原则	43

4.2.2 电流内环控制器设计	44
4.2.3 电压外环控制器设计	47
4.3 基于 PR 算法实现的 VIENNA 整流器电流控制策略	48
4.3.1 比例谐振原理分析	50
4.3.2 控制器设计	53
4.4 中点电位平衡	57
4.4.1 载波调制下中点电位平衡控制	57
4.4.2 空间矢量调制下中点电位平衡控制	58
4.5 本章小结	63
5 仿真与实验	65
5.1 参数计算	65
5.2 仿真分析	66
5.2.1 两种载波调制方法对比分析	66
5.2.2 电流内环采用 PI 控制器分析	67
5.2.3 电流内环采用 PR 控制器分析	70
5.3 实验结果分析	72
5.4 本章小结	77
6 总结与展望	79
6.1 全文工作总结	79
6.2 后续工作展望	79
致 谢	81
参考文献	83

1 绪 论

1.1 研究背景与意义

电力电子技术在电力系统与工业领域的广泛应用使其逐渐成为电工技术最活跃的领域之一。电力电子技术对电能进行各种变换以满足不同的用电需求。根据实际用电场合的需要对电能的供给方式进行变换，即所谓“变流”，并通过降低功耗与优化性能带来社会效益与经济效益。

电力电子装置中的功率器件大多工作于开关状态，大规模的应用带来的一个副作用就是电网的“污染”^[1]。为了实现绿色电能，主要从两个方面入手：1.在网侧投入静止无功补偿器、有源电力滤波器等改善电能的装置。2.对电力电子装置自身进行改造，使其运行于单位功率因数。传统的晶闸管相控整流电路与二极管整流电路，在运行过程中，不仅总的功率因数较低，并且网侧电流含有大量谐波，谐波电流在线路阻抗上产生的谐波压降又反作用于电网，电压波形也随之发生畸变，引发“二次效应”。

将能量从网侧传输到直流负载的整流电路在电力电子变流装置中占了很大比重，对网侧电能质量和负载的稳定工作都有着关键性作用，许多国家和地区为此制定了一系列的相关标准对谐波进行限制，如国际标准 IEC61000-3-12（设备每一相电流高于 16A）以及 IEC61000-3-2（设备每一相电流低于 16A）。PWM 整流技术的发展为整流器性能的改进提供了革命性的解决思路与手段，相较于传统的相控整流拓扑，PWM 整流装置的体积和重量都大为减小，响应速度更快，网侧呈现独特的受控电流源特性，使得 PWM 整流器作为核心被广泛应用于电力电子系统。VIENNA 整流器从传统的能量单向流动的两电平、三电平拓扑演变而来^[2]，相较于传统的整流拓扑 VIENNA 型拓扑具有以下优点：开关器件大为减少、不存在 PWM 开关死区效应、功率密度高、开关管承受的电压应力更小^[3]。对于有源电力滤波器、不间断供电电源、航空电源以及新兴的电动汽车充电机等对器件电压应力和功率密度要求较高的场合，VIENNA 整流器是一个可供选择的优选方案。对于 VIENNA 整流器，优点总结如下

- ① 相较传统 PWM 整流电路，控制结构相对简单，每相桥臂只有一个开关管，不用考虑死区问题。
- ② 输入直流侧电容中点三电平结构，更有效地抑制网侧电流谐波，有利于网侧滤波器和电磁干扰滤波器设计。
- ③ 三电平结构，功率器件承受电压应力小、开关损耗低。

- ④ 开关管利用率和工作稳定性高，较低的共模 EMI。
- ⑤ 对网侧电感标称值要求较低，具有较高的功率密度。
- ⑥ 可以在直流侧电容两端挂不平衡负载。

主要缺点有：

- ① 单管四端开关，能量只能从交流侧向直流侧单向流动，有限的静态工作区域。
- ② 分立的功率开关管 and 二极管搭建单管四端开关结构，目前没有性能优良的智能功率模块能够直接使用。

1.2 几种常见的三电平整流器拓扑结构

三电平结构是多电平中应用最为广泛的一种，目前应用较为广泛的有二极管钳位型、飞跨电容型、级联型三相三电平结构以及本文中研究的 VIENNA 整流器等，对其做简要分析。

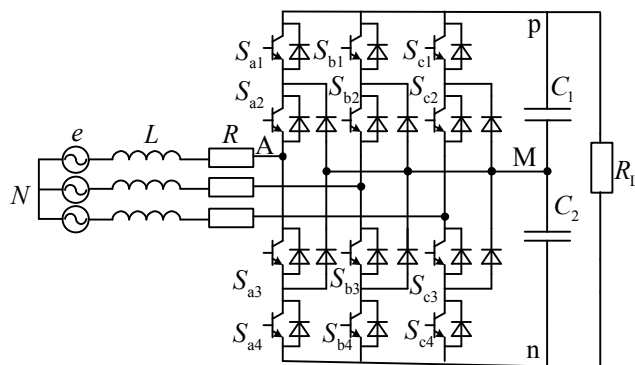


图 1.1 二极管钳位型三相三电平整流器

Fig.1.1 Diode clamping three-level rectifier

二极管钳位型三电平整流器也称作中点钳位型整流器，拓扑结构如图 1.1 所示，每相桥臂包含一组钳位二极管和 4 个功率开关管。每相桥臂有三种导通状态，所以一共有 $3^3=27$ 种开关组合。以 a 相为例，当 S_{a1} 、 S_{a2} 开关闭合时，若此时电流从交流侧流向直流侧，电流从 A 点经过续流二极管与 p 点相连，略去二极管压降，则 A 点电位与 P 点电位相同；若此时电流为从直流侧流向网侧，电流从 p 点经过开关管 S_{a1} 、 S_{a2} 与 A 点相连，此时 p 点电位与 A 点相同，其他几种开关状态可做同样分析。相较两电平结构，开关管承受电压应力为直流侧输出电压一半。采用二极管钳位的好处是器件体积小，结构简单，易于控制，能够实现四象限运行；缺点主要有^[4]：1.内侧开关器件（ S_{a2} 、 S_{a3} ）导通时间明显长于外侧开关器件导通时间，导致其负荷不一样。2.需要大量钳位二极管。3.存在电容电压不平衡问题。

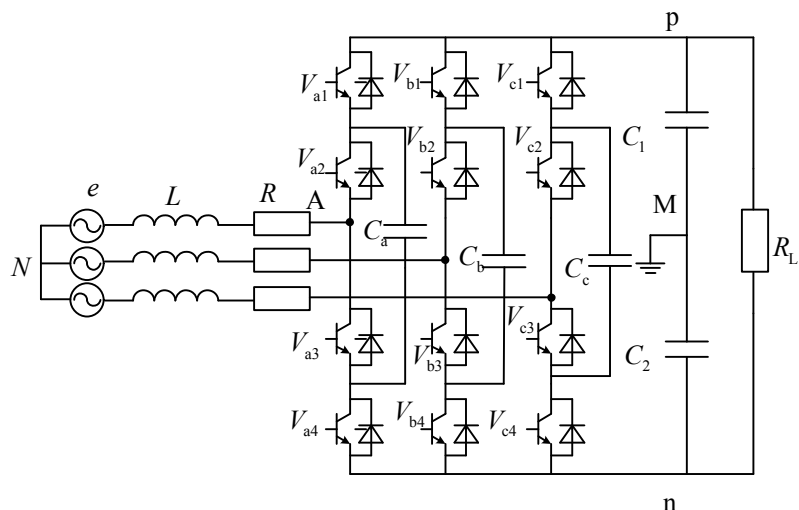


图 1.2 飞跨电容型三相三电平整流拓扑

Fig.1.2 Three-level flying capacitors rectifier

飞跨电容型与二极管钳位型最大区别就在于在每相桥臂用悬浮电容代替二极管钳位型拓扑中的一组钳位二极管。该拓扑最早由 Meynard T.A 和 Foch.H 提出。其主要特点在于合成电压矢量比较灵活，能够同时控制无功与有功的传递，但是必须采取合理的调制方式保证上下电容的充放电平衡，增大了控制的复杂程度；同时由于采用了飞跨电容导致变流装置体积增大^[5]。

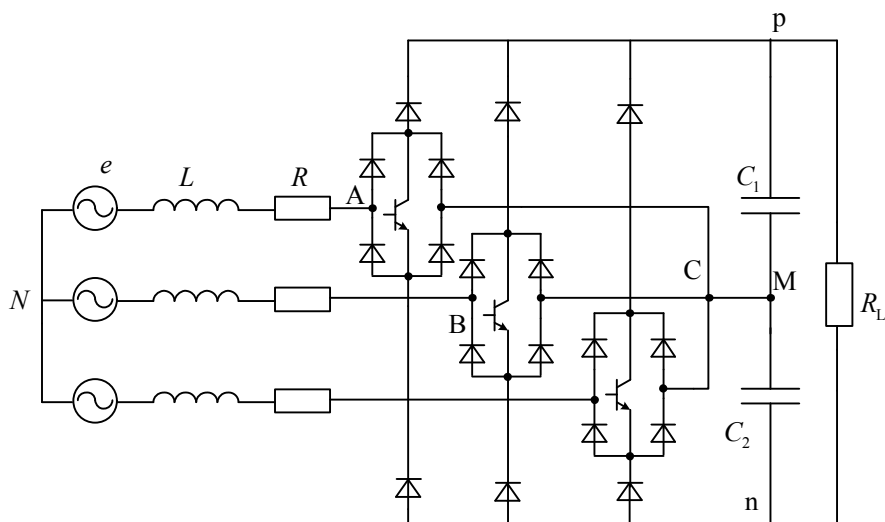


图 1.3 三相三线制 VIENNA 整流拓扑

Fig.1.3 VIENNA rectifier based on three wire system

上述两种拓扑都能够四象限运行从而实现能量的双向流动。1994 年 Johann W. Kolar 教授等人提出了 VIENNA 整流器。VIENNA 整流器有三相三线制 (VIENNA

I 型)、高频隔离型 (VIENNA II 型)、三相四线制 (VIENNA IV 型) 等多种拓扑形式。典型的三相三线制结构如图 1.3 所示, 主要由 6 个快速恢复二极管、三相输入升压电感、三相桥臂上的 3 个四端开关, 一组输出电容构成。分析电路结构可知, 当开关管导通时, 输入端直接与电容中点相连, 此时对应相电流增大; 当开关管处于关断状态时, 对应相的快速恢复二极管导通, 对应相的相电流减小。在表 1.1 列出上述三种拓扑的基本性能比较。

表 1.1 性能比较

Tab.1.1 Performance comparison

拓扑结构	优点	缺点
二极管钳位型三电平整流器	功率开关管承受电压应力小, 控制算法和应用都较为成熟	内侧开关管导通时间要长于外侧开关管导通时间, 导致其负荷不一致; 需要设置开关死区时间; 需要大量的钳位二极管; 存在直流侧输出电压不平衡问题。
飞跨电容型三电平整流器	使用悬浮电容代替二极管钳位型中的钳位二极管, 电路更简洁	使用钳位电容, 使得变流装置体积增大; 功率控制相对复杂
VIENNA 整流器	使用到的开关器件少; 不存在桥臂的直通现象, 无需设置死区时间; 控制相对简单; 功率密度高	能量只能单向流动; 存在输出电容电压不平衡问题; 相较于前两种拓扑, 只有 25 种电位组合。

1.3 VIENNA 整流器调制方法研究现状

作为三电平结构, VIENNA 整流器现有的调制方法多是借鉴于二极管钳位型整流器, 大体上可以分为三类: 多电平载波调制方法、空间矢量调制方法、特定次谐波消除 PWM 调制方法^[6], 每一类方法又可以进一步细分, 对其进行简要归纳。

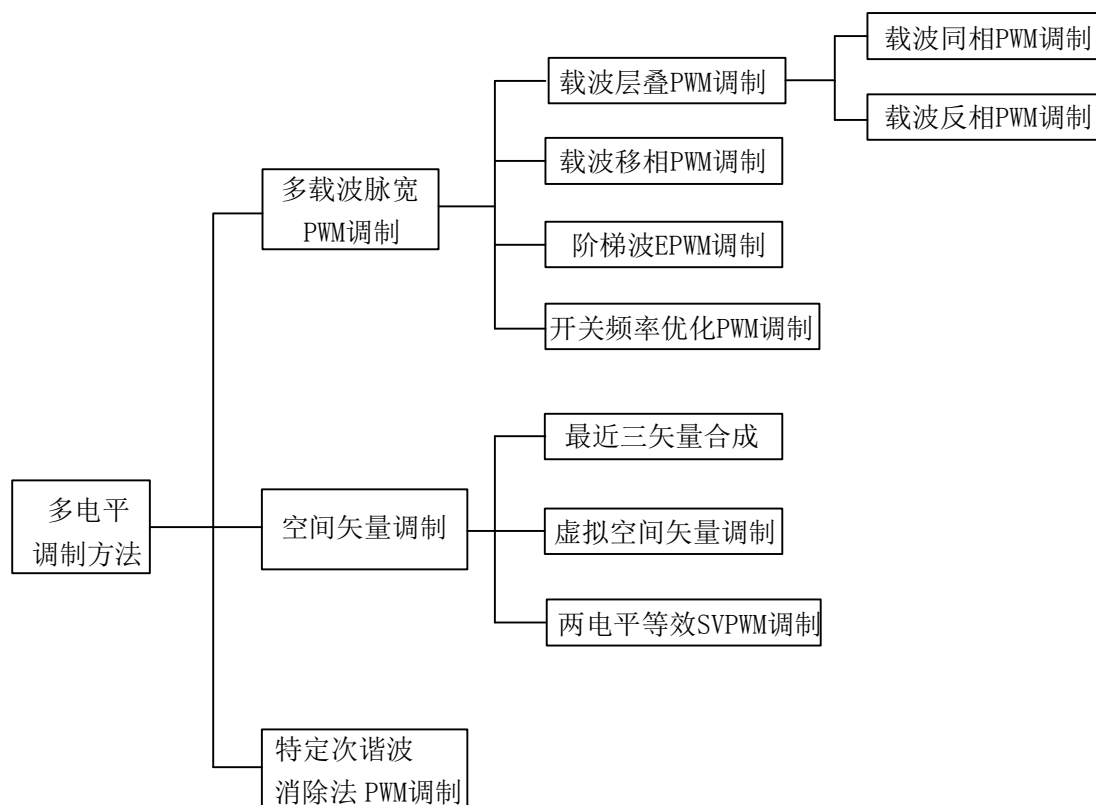


图 1.4 多电平电路调制方法分类

Fig.1.4 Classification of multilevel converter

多电平载波产生方式多是从 Carrara 等人所提出的载波移位方法发展而来。对于载波调制，一般来说 n 电平需要的载波数为 $(n-1)$ 个，载波有多个可以控制的自由度^[7]，如不同的相位、幅值、频率等参数；可以选择正弦调制波与载波进行比较，也可以不使用正弦波^[8]。相比空间矢量调制，载波调制实现简单、电压利用率低，可以通过共模分量注入的方法提高电压利用率^[9]，如常见的三次谐波注入。共模分量注入在提高电压利用率的同时，也为中点电位平衡提供了解决方法，其一般步骤为 1.利用两电容电位差和直流侧使用电容容值大小计算出一个开关周期内为达到中点电位平衡所需要注入的中点电流值。2.根据给定的电压和三相电流估算流入中点的电流值，进而得到零序分量所需要注入的电流值。3.根据给定电压确定产生相应零序电流所需要注入的零序电压分量^[10]。VIENNA 整流器运行过程中必须满足输入电流与输入电压符号一致^[11]。不连续 PWM 调制以其优于传统 PWM 调制波形质量、更低的开关损耗、交流侧无源器件体积小等特点得到了广泛的关注^[12]。文献^[13]给出了一种针对 VIENNA 整流器的不连续 PWM 方法并对其性能进行了详细的分析，证明了不连续 PWM 调制具有更高的效率和更大的可运行区域。

多电平空间矢量调制与两电平调制方法一样，都是基于空间矢量合成概念上的 PWM 调制方法。VIENNA 整流拓扑在 $\alpha\beta$ 平面上矢量分布与二极管钳位型相似，

由于受电流极性限制，只有一个零电位组合。矢量调制可以通过最近三矢量合成法实现，即使用距离目标矢量最近的三个矢量去合成目标矢量，这种方法概念清晰、电压利用率也较高，但是需要进行多个区域划分以及大量的三角函数计算，占用资源。基于两电平空间矢量调制方法实现的简化三电平空间矢量调制法^[14]最早由 Jae Hyeong Seo 教授等人提出并运用于三电平逆变器中，其基本思想在于将三电平空间矢量图划分为六个 60° 区域，在划分后的区域中就可以按照两电平空间矢量调制方法进行矢量作用时间计算和开关序列分配。

1.4 VIENNA 控制方法研究现状

三电平整流器一般工作于单位功率因数，对于控制器的设计往往会利用这个特性。按照电流环所处坐标系可将 VIENNA 整流器的控制方法从大类上划分为三类：**abc** 三相静止坐标系下 VIENNA 整流器控制方法、 **$\alpha\beta$** 两相静止坐标系下 VIENNA 整流器控制方法、**dq** 两相同步旋转坐标系下 VIENNA 整流器控制方法^[15]。上述三种坐标系下典型的控制结构图分别表示为图 1.5、图 1.6 和图 1.7。

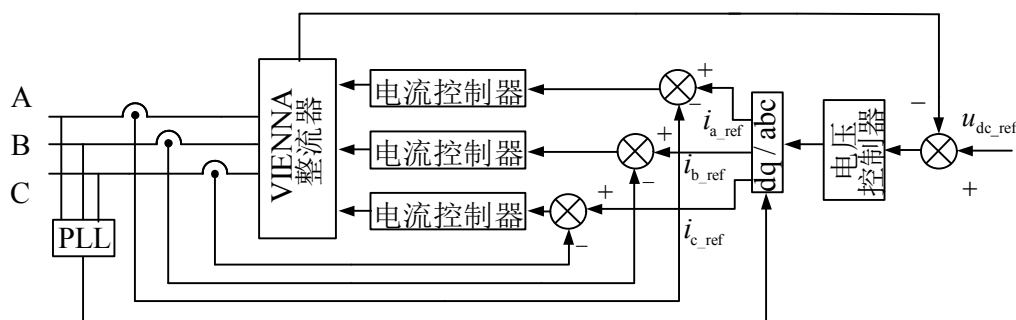


图 1.5 三相静止坐标系下典型控制结构

Fig.1.5 Control block diagram based in abc coordinate

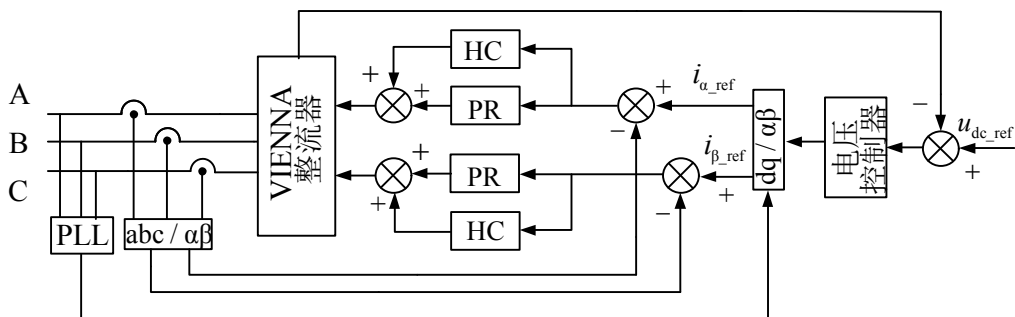


图 1.6 两相静止坐标系下典型控制结构

Fig.1.6 Control block diagram based in $\alpha\beta$ coordinate

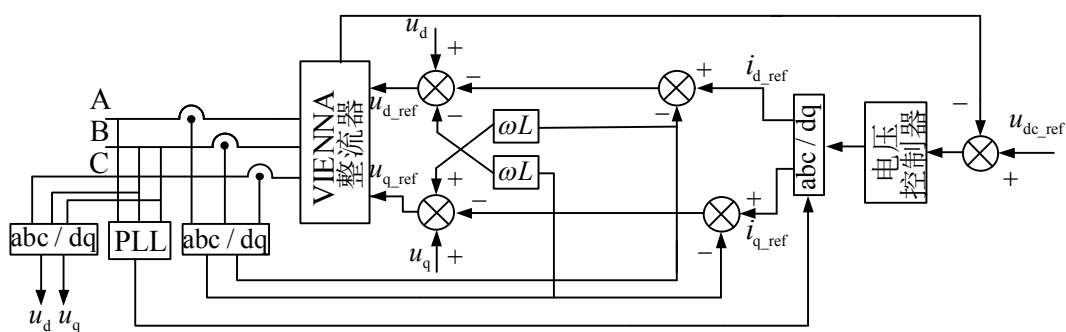


图 1.7 两相旋转坐标系下典型控制结构

Fig.1.7 Control block diagram based in dq coordinate

PI 控制在工业上已经得到广泛应用，文献^[16]对内环 PI 控制器设计与优化做了详细分析。PI 控制的优点在于应用较为成熟、算法简单；缺点是系统对参数敏感，动态响应较差^[17]。VIENNA 型整流器刚提出时，也给出了采用滞环控制的方法对三相电流进行跟踪，同时将电容中点电压偏差引入到滞环控制环节以调节中点电位平衡。采用滞环控制具有响应速度快、鲁棒性好的优点，缺点是开关频率不固定，各相电流之间相互影响，不利于系统参数设计。早在 20 世纪 90 年代初，ToshihikOhnishi 等学者提出了一种将瞬时有功功率、无功功率引入 PWM 变流器的闭环控制系统中，随后 Toshihiko Noguchi 等学者又对直接功率控制进行了进一步研究。PWM 整流器控制系统由直流侧电压外环和功率内环构成^[18]，根据交流源电压和实时检测瞬时功率在开关表中选取整流器输入电压所需要的开关组合。相较传统的电流控制方法，直接功率控制具有效率高、THD 更低、系统结构与控制算法更简单的优点^[19]。文献^[20]针对 VIENNA 型整流拓扑，将无源控制与直接功率控制相结合，设计了无源性功率控制器。基于无源理论设计的系统无源性控制器能够实现系统的全局稳定性、无奇异点问题，同时对系统参数的变化以及外部扰动有较强的鲁棒性，属于非线性控制方法，在电能变换器中取得了一定应用。在实际工程中，整流、逆变系统不含有内部能量源，可基于欧拉-拉格朗日（Euler-Lagrange, EL）方程和系统的无源性设计控制器，进一步由 EL 方程衍生出系统端口受控哈密顿（PCHD）表达形式，哈密顿表达形式同样体现出系统的能量属性，基于 PCHD 的无源控制器取得了广泛关注^[21]。单周控制最早由美国学者 Keyue M.Smedley 等人提出，采用单周控制的 PWM 整流器无需知道电流基准，通过调节功率开关的占空比，确保在一个周期内开关量的均值都等于或成比例于给定信号值^[18]，文献^[22]将单周控制运用到航空中频 VIENNA 整流器中并进行了详细分析。单周控制优点在于采用模拟控制时控制结构简单、无需乘法器、鲁棒性好；缺点是硬件电路多是采用单周芯片和分立元件，不利于电路的调试与改进。

1.5 论文主要研究内容

本文以三线制 VIENNA 整流器为研究对象，在三种坐标系下用状态平均法分别建立了相应的数学模型，对 VIENNA 整流器的运行机理、限制条件以及中点电位偏移做了详细分析。分析了双载波调制和空间矢量调制原理，基于 PI 和准 PR 控制器进行了内环电流控制器设计。最后在 Simulink 中搭建仿真模型进行仿真验证，在实验样机上进行了实验验证。具体内容安排如下：

① 阐述了论文的研究背景与意义，比较了几种常用的三电平拓扑，分析其优缺点，比较了 VIENNA 整流器常用的几种调制方法；阐述了在三种坐标系下典型的控结构以及目前常用的内环电流控制方法。

② 分析了三相三线制 VIENNA 整流拓扑运行原理，在三种坐标系下建立了基于状态平均法的数学模型，为进一步对 VIENNA 整流拓扑的控制方法和调制方法的分析建立了理论基础。

③ 研究了 VIENNA 整流拓扑的调制方法。分析了 VIENNA 拓扑的矢量分布以及相较于其他三电平拓扑矢量分布具有的特点与限制，在最近三矢量合成方法基础上详细分析了基于两电平实现的 VIENNA 空间矢量调制方法。比较了适用于 VIENNA 整流拓扑的两种常见载波调制方法并通过傅立叶分析说明各自谐波分布特点。

④ 根据 VIENNA 整流器在两相旋转坐标系下的数学模型，设计了电压外环和电流内环的控制器。为了兼顾系统的动态响应速度与稳态性能要求，采用典型 I 型和 II 型系统整定电流内环与电压外环的比例-积分调节器，针对电流内环存在耦合与抗干扰性能差的问题，在两相静止坐标系下设计了采用准比例谐振控制器的电流内环。

⑤ 在 Simulink 中搭建仿真模型进行仿真分析，在实验平台上进行了实验验证。

2 VIENNA 整流器拓扑结构与数学模型

1994 年 Johann W. Kolar 教授等人在二极管桥式不可控整流电路和 DC-DC Boost 电路基础上将二者结合提出了 VIENNA 整流器^[23]。首先作为三电平整流电路，在直流侧输出电压相同情况下，整流桥开关管承受的阻断电压应力只有两电平结构的一半，导通损耗和开关损耗也较低，输出电压跳变的降低使得输出电压谐波含量较少；其次整流桥每相桥臂只有一个（组）相同状态的开关管，不存在桥臂直通现象，无需设置死区时间^[24]。此外，VIENNA 整流器还具有功率密度高、电压不平衡以及断相条件下仍然可以工作、电感体积小等优点^[25]。作为一种优秀的三电平拓扑，VIENNA 整流器得以广泛应用在通信电源、UPS、电动汽车充电机等多个系统和领域，对其拓扑结构、控制与调制方法等的研究得到了国内外学者的广泛关注。

建立数学模型是深入分析 VIENNA 整流器运行机理以及进一步研究其控制策略和调制方法的理论基础。VIENNA 整流器从大类上可以分为三相三线制和三相四线制，本文主要针对三相三线制 VIENNA 整流器进行分析。

2.1 VIENNA 整流器主电路

VIENNA 整流器的三相桥输入端相对电容中点具有三种电平，应用到的电力电子开关结构为四端开关，根据开关管数量不同主要有单管四端和双管四端两种结构，分别如图 2.1a 和图 2.1b 所示。

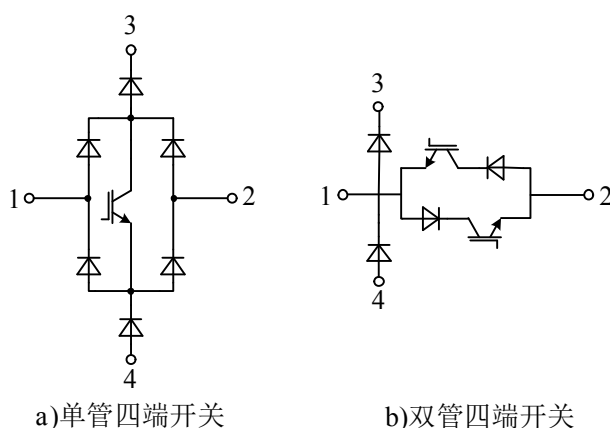


图 2.1 四端开关

Fig.2.1 Four ports switch

以单管四端开关为例：导通模式 1，开关管关断并且电流从 1 端子流入，电流由 1 端流入 3 端流出，相当于 1、3 连通，如图 2.2a 所示；导通模式 2，开关管关断并且电流从 4 端子流入，电流由 4 端流入 1 端流出，相当于 4、1 连通，如图 2.2b 所示；导通模式 3，开关管导通并且电流从 1 端子流入，电流由 1 端流入 2 端流出，相当于 1、2 连通，如图 2.2c 所示；导通模式 4，开关管导通并且电流从端子流入，电流由 2 端流入 1 端流出，相当于 2、1 连通，如图 2.2d 所示。

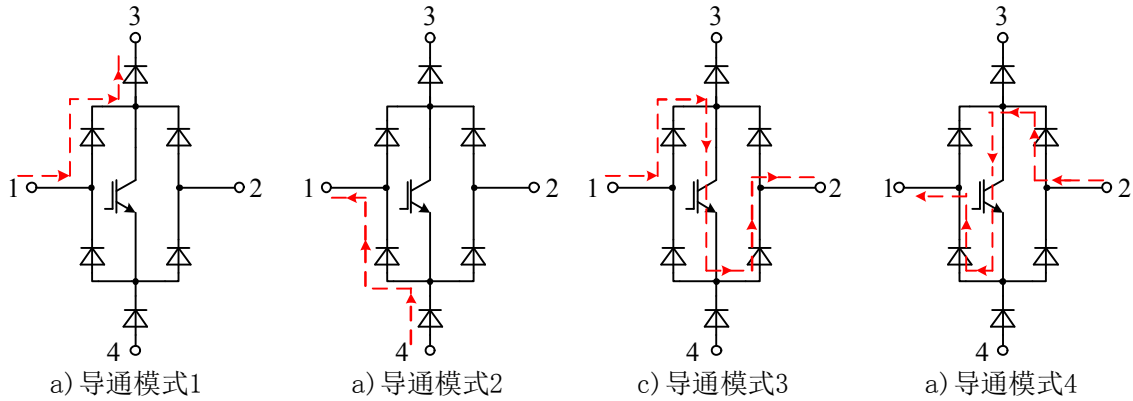


图 2.2 单管四端开关四种导通模式

Fig.2.2 Four kinds of conduction mode

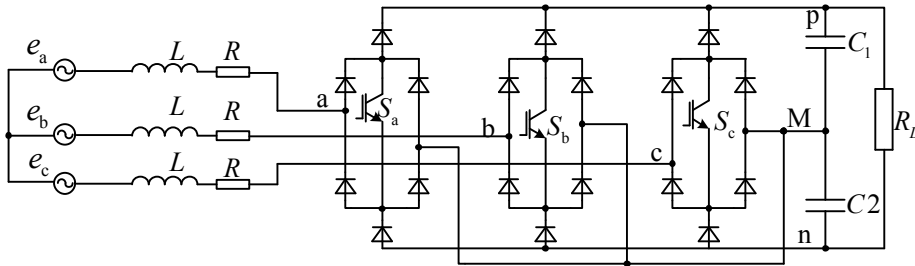


图 2.3 VIENNA 整流器拓扑结构

Fig.2.3 Topology structure of VIENNA rectifier

图 2.3 所示为三相三线 VIENNA 整流器主电路图。其中 e_a 、 e_b 、 e_c 表示网侧输入电压， L 表示输入 Boost 电感， R 表示等效输入电阻， C_1 、 C_2 表示直流侧滤波电容，桥路部分主要由三组单管四端开关组成。将电容中点 M 记为参考电位点，以 a 相输入为例进行分析。当开关管 S_a 导通时相当于输入点 a 与两电容中点 M 直接相连通，此时 a 点与电容中点 M 等电位，输入电压 $u_{aM} = 0$ ；当开关管 S_a 断开且输入电流 $i_a > 0$ 时，相当于 a、p 点直接相连，若忽略二极管管压降并假定 $u_{dc1} = u_{dc2} = u_{dc} / 2$ ，此时 $u_{aM} = u_{dc} / 2$ ；当开关管 S_a 断开且输入电流 $i_a < 0$ 时，相当于

a, n 点相连, $u_{aM} = -u_{dc} / 2$ 。基于以上分析可知, 整流桥输入点相对于电容中点有三种电平, 对应三种开关状态。通过对三个开关管的 PWM 控制, 输入侧电感和输出侧串联的电容组循环充放电, 实现输出电压的稳定和输入电流波形的调节。

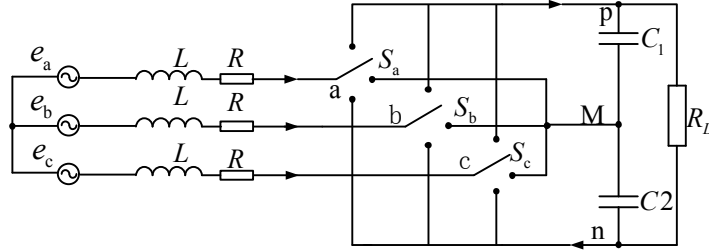


图 2.4 VIENNA 整流器等效电路图

Fig.2.4 Equivalent circuit of VIENNA rectifier

按照每个扇区内两相输入电流符号相同将工频周期划分为 6 个 60° 扇区, 扇区划分如图 2.4 所示。任意扇区内每个开关都有开通与关断两种状态, 以 1 代表开关管导通, 0 代表断开, 每个扇区有 $2^3 = 8$ 种开关组合。

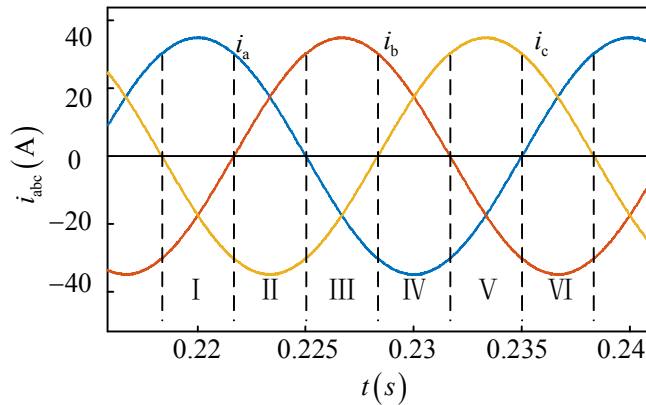


图 2.5 扇区划分

Fig.2.5 Working sector division

以扇区 II 为例分析 VIENNA 整流器在 8 种开关组合下的工作情况, 如图 2.5 所示。

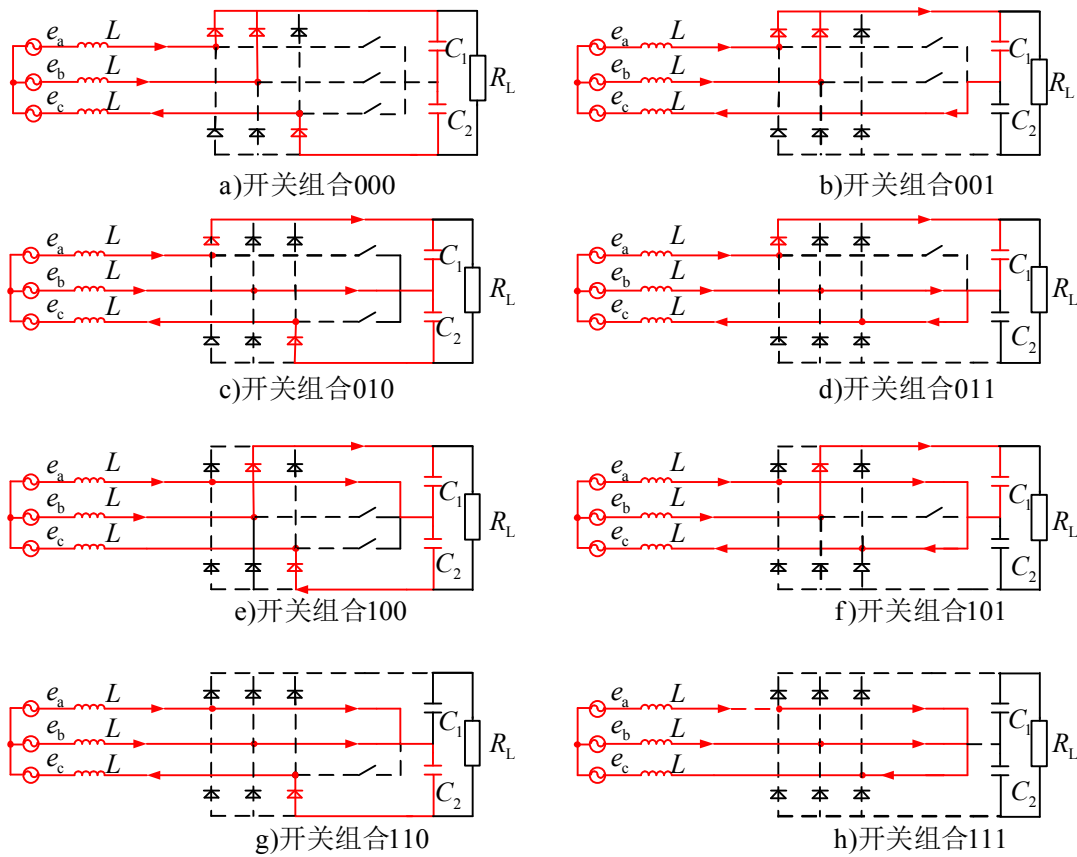


图 2.6 扇区 II 工作状态分析

Fig.2.6 Working process analysis of sector two

开关组合 000 时, S_a 、 S_b 、 S_c 关断, 电源通过 L 对 C_1 、 C_2 同时充电; 开关组合 001 时, S_a 、 S_b 关断, S_c 导通, 电源通过 L 对 C_1 充电, C_2 放电; 开关组合 010 时 S_a 、 S_c 关断, S_b 导通, 电源通过 L 对 C_1 、 C_2 同时充电; 开关组合 011 时, S_a 关断, S_b 、 S_c 导通, 电源通过 L 对 C_1 充电, C_2 放电; 开关组合 100 时, S_a 导通, S_b 、 S_c 关断, 电源通过 L 对 C_1 、 C_2 同时充电; 开关组合 101, S_a 、 S_c 导通, S_b 关断, 电源通过 L 对 C_1 充电, C_2 放电; 开关组合 110 时, S_a 、 S_b 导通, S_c 关断, 电源通过 L 对 C_2 充电, C_1 放电; 开关组合 110 时, S_a 、 S_b 、 S_c 导通, C_1 、 C_2 对负载放电。对某一相来说, 当开关管导通时, 电源对该相电感进行充电, 电感电流增大, 电感储存能量; 当开关管断开时, 电源与电感一起对负载供电, 电感电流减小。

其他扇区的工作情况与扇区 II 工作原理类似, 整流器输入电压同时与电流方向以及开关状态有关, 也可用受控电压源来描述图 2.5 中 8 种工作状态, 受控电压源反映了开关状态的变化, 稳态条件下随着开关状态的变化, U_{si} 在 $u_{dc}/2$ 、0、 $-u_{dc}/2$ 之间变化。

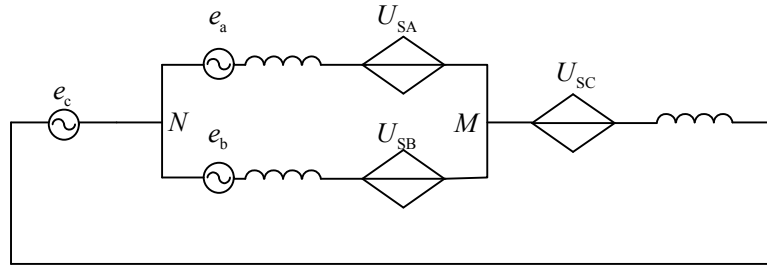


图 2.7 扇区 II 中等效受控电压源模型

Fig.2.7 The equivalent structure of controlled voltage source

2.2 数学模型的建立

2.2.1 三相静止坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型

为方便数学分析，做以下几点假设：1.网侧输入为三相正弦电压；2.输入滤波电感 L 看作线性电感，不考虑磁饱和；3.功率开关管看作理想开关，忽略其导通压降；4.直流侧两电容完全相同，无等效电阻；5.开关频率远大于交流侧基波频率。依据对 VIENNA 整流器结构分析可知，输入电压由电流方向和开关状态共同决定，定义两种开关函数

$$S_i = \begin{cases} p & S_i \text{ 关断, } i_i > 0 \\ z & S_i \text{ 导通} \\ n & S_i \text{ 关断, } i_i < 0 \end{cases} \quad S'_i = \begin{cases} 0 & \text{开关管处于关断状态} \\ 1 & \text{开关管处于导通状态} \end{cases} \quad (2-1)$$

式中， $i=a, b, c$ ； i_i 表示 i 相电流。用三个单刀开关 S_{ip} 、 S_{iz} 、 S_{in} 模拟上述开关函数，有如下关系成立：若 $S_i=p$ ，则有 $S_{ip}=1$ ， $S_{iz}=0$ ， $S_{in}=0$ ；若 $S_i=z$ 则有 $S_{ip}=0$ ， $S_{iz}=1$ ， $S_{in}=0$ ；若 $S_i=n$ ，则有 $S_{ip}=0$ ， $S_{in}=1$ ， $S_{iz}=0$ 。 S_{ip} 、 S_{iz} 、 S_{in} 之间存在式(2-2)的约束关系

$$\begin{cases} S_{ip} + S_{iz} + S_{in} = 1 \\ S_{ij} = 1 \text{ 或 } 0 \end{cases} \quad i = a, b, c; j = p, n, z \quad (2-2)$$

依据基尔霍夫定律得三相静止坐标系下 VIENNA 整流器交流侧电压方程

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + u_{aM} + u_{MN} = e_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + u_{bM} + u_{MN} = e_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + u_{cM} + u_{MN} = e_c \end{cases} \quad (2-3)$$

式(2-3)中

$$\begin{cases} u_{aM} = S_{ap}u_{dc1} - S_{an}u_{dc2} \\ u_{bM} = S_{bp}u_{dc1} - S_{bn}u_{dc2} \\ u_{cM} = S_{cp}u_{dc1} - S_{cn}u_{dc2} \end{cases} \quad (2-4)$$

三相输入对称条件下, $e_a + e_b + e_c = 0$, $i_a + i_b + i_c = 0$

$$u_{MN} = -\frac{1}{3}(u_{aM} + u_{bM} + u_{cM}) = -\frac{1}{3}\left[(S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})u_{dc1} + (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})u_{dc2}\right] \quad (2-5)$$

将(2-4)、(2-5)代入(2-3)

$$\begin{cases} u_{aN} = \left(S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}\right)u_{dc1} - \left(S_{an} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}\right)u_{dc2} \\ u_{bN} = \left(S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}\right)u_{dc1} - \left(S_{bn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}\right)u_{dc2} \\ u_{cN} = \left(S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}\right)u_{dc1} - \left(S_{cn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}\right)u_{dc2} \end{cases} \quad (2-6)$$

式(2-6)代入式(2-3)

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + \left(S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}\right)u_{dc1} - \left(S_{an} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}\right)u_{dc2} = e_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + \left(S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}\right)u_{dc1} - \left(S_{bn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}\right)u_{dc2} = e_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \left(S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}\right)u_{dc1} - \left(S_{cn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}\right)u_{dc2} = e_c \end{cases} \quad (2-7)$$

本文中直流侧电流正方向规定如图 2.7 所示

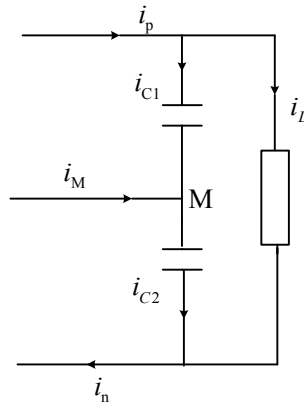


图 2.8 直流侧电流方向规定

Fig.2.8 The direction of current flow

直流侧电流方程

$$\begin{cases} i_p - C \frac{du_{dc1}}{dt} - i_L = 0 \\ i_n - C \frac{du_{dc2}}{dt} - i_L = 0 \\ i_M + C \frac{du_{dc1}}{dt} - C \frac{du_{dc2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2-8)$$

其中, $i_k = S_{ak} + S_{bk} + S_{ck}$, $k=p, n, z$ 。式(2-8)等效为

$$\begin{cases} S_{ap}i_a + S_{bp}i_b + S_{cp}i_c - C_1 \frac{du_{dc1}}{dt} - i_L = 0 \\ S_{an}i_a + S_{bn}i_b + S_{cn}i_c + C_1 \frac{du_{dc2}}{dt} + i_L = 0 \\ S_{az}i_a + S_{bz}i_b + S_{cz}i_c + C_1 \frac{du_{dc1}}{dt} - C_2 \frac{du_{dc2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2-9)$$

综合式(2-7)、(2-9)推导出以 i_a 、 i_b 、 i_c 和 u_{dc1} 、 u_{dc2} 为状态变量的数学模型

$$\mathbf{Z}_{abc} \frac{d\mathbf{X}_{abc}}{dt} = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{X}_{abc} + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{U}_{abc} \quad (2-10)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{abc} &= [i_a \quad i_b \quad i_c \quad u_{dc1} \quad u_{dc2}]^T, \quad \mathbf{B}_{abc} = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0], \\ \mathbf{U}_{abc} &= \text{diag}[e_a \quad e_b \quad e_c \quad 0 \quad 0], \quad \mathbf{Z}_{abc} = \text{diag}[L \quad L \quad L \quad C_1 \quad C_2], \\ \mathbf{A}_{abc} &= \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & \frac{-2S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} & \frac{2S_{an} - S_{bn} - S_{cn}}{3} \\ 0 & -R & 0 & \frac{S_{ap} - 2S_{bp} + S_{cp}}{3} & \frac{S_{an} + 2S_{bp} - S_{cp}}{3} \\ 0 & 0 & -R & \frac{-2S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} & \frac{-S_{ap} - S_{bp} + 2S_{cp}}{3} \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cp} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

根据式(2-3)□ (2-10)得到三相静止坐标系下等效电路图

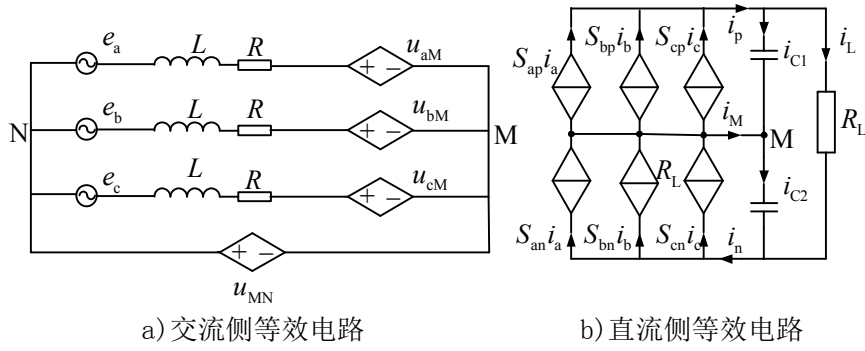


图 2.9 三相静止坐标系下电路等效图

Fig.2.9 The equivalent model under three-phase static coordinate system

稳态条件下, $u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2}$, $u_{dc1} = u_{dc2} = u_{dc}/2$, 定义符号函数

$$\text{sign}(i_k) = \begin{cases} 1 & i_k \geq 0 \\ -1 & i_k < 0 \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (2-11)$$

式(2-4)可表示为

$$\begin{cases} u_{aM} = \frac{u_{dc}}{2} \text{sign}(i_a)(1 - S'_a) \\ u_{bM} = \frac{u_{dc}}{2} \text{sign}(i_b)(1 - S'_b) \\ u_{cM} = \frac{u_{dc}}{2} \text{sign}(i_c)(1 - S'_c) \end{cases} \quad (2-12)$$

将(2-11)、(2-12)代入(2-5)可得

$$u_{MN} = -\frac{u_{dc}}{6} [\text{sign}(i_a)(1 - S'_a) + \text{sign}(i_b)(1 - S'_b) + \text{sign}(i_c)(1 - S'_c)] \quad (2-13)$$

不同开关组合下, 开关状态与 u_{MN} 的对应关系整理为表 2.1

 表 2.1 开关状态与 u_{MN} 的对应关系

 Tab.2.1 Corresponding relation between switch states and u_{MN}

扇区	$S'_a S'_b S'_c$							
区	000	001	010	011	100	101	110	111
I	$u_{dc}/6$	0	0	$-u_{dc}/6$	$u_{dc}/3$	$u_{dc}/6$	$u_{dc}/6$	0
II	$-u_{dc}/6$	$-u_{dc}/3$	0	$-u_{dc}/6$	0	$-u_{dc}/6$	$u_{dc}/6$	0
III	$u_{dc}/6$	0	$u_{dc}/3$	$u_{dc}/6$	0	$-u_{dc}/6$	$u_{dc}/6$	0
IV	$-u_{dc}/6$	0	0	$u_{dc}/6$	$-u_{dc}/3$	$-u_{dc}/6$	$-u_{dc}/6$	0
V	$u_{dc}/6$	$u_{dc}/3$	0	$u_{dc}/6$	0	$u_{dc}/6$	$-u_{dc}/6$	0
VI	$-u_{dc}/6$	0	$-u_{dc}/3$	$-u_{dc}/6$	0	$u_{dc}/6$	$-u_{dc}/6$	0

依据电感的伏秒平衡关系可知，通过调节三相桥臂开关状态来得到正弦输入电流必须满足式(2-14)中的约束关系。

$$\begin{cases} |e_k(t)| \geq u_{MN}(t) \text{sign}[i_k(t)] \\ |e_k(t)| < u_{MN}(t) \text{sign}[i_k(t)] + \frac{u_{dc}}{2} \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (2-14)$$

2.2.2 两相同步旋转坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型

三相静止坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型是多阶时变非线性的，瞬时功率理论指出，在两相旋转坐标系中若将 d 轴与电网电动势同轴，即 d 轴按电网电动势定向，可将 d 轴方向的电流分量定义为有功电流分量，有功功率 $p = 1.5e_d i_d$ ；滞后于 d 轴 90° 的轴（q 轴）方向上的电流分量定义为无功电流分量，无功表示为 $q = 1.5e_d i_q$ 。在以基波频率同步旋转的坐标系中，各项三相对称分量经过坐标变换后成为直流量。

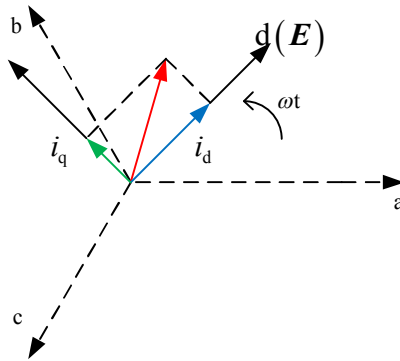


图 2.10 park 变换

Fig.2.10 Park vector transformation

利用等量坐标变换，将三相静止坐标系下 VIENNA 整流器数学模型中的三相正弦量进行 park 变换，可以得到两相同步旋转坐标系下的数学模型，用到的等量变换矩阵为

$$T_{abc/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \beta) & \cos(\omega t + \beta - 2\pi/3) & \cos(\omega t + \beta + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t + \beta) & -\sin(\omega t + \beta - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

式(2-15)中， ω 为两相旋转坐标系旋转电角速度。 β 为 d 轴超前于 a 轴的初始电角度。

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{abc/dq} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

x 表示式(2-10)中的三相正弦量。两相旋转坐标系中开关函数

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} S_{dp} \\ S_{qp} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dq} \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} S_{dn} \\ S_{qn} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dq} \begin{bmatrix} S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} S_{dz} \\ S_{qz} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dq} \begin{bmatrix} S_{az} & S_{bz} & S_{cz} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (2-17)$$

将经过式(2-16)变换的电压、电流和经过式(2-17)变换的开关函数代入式(2-10)得到 VIENNA 整流器在两相同步旋转坐标系下的数学模型

$$\mathbf{Z}_{dq} \frac{d\mathbf{X}_{dq}}{dt} = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{X}_{dq} + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{U}_{dq} \quad (2-18)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{dq} &= \text{diag}[L \quad L \quad C_1 \quad C_2]; \mathbf{B}_{dq} = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]; \\ \mathbf{X}_{dq} &= [i_d \quad i_q \quad u_{dc1} \quad u_{dc2}]^T; \mathbf{U}_{dq} = [e_d \quad e_q \quad 0 \quad 0]^T; \\ \mathbf{A}_{dq} &= \begin{bmatrix} -R & \omega L & -S_{dp} & S_{dn} \\ -\omega L & -R & -S_{qp} & S_{qn} \\ S_{dp} & S_{qp} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ S_{dn} & S_{qn} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

理想条件下 $u_{dc1} = u_{dc2}$ ，代入式(2-18)得到 VIENNA 型拓扑的简化数学模型

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q - \frac{1}{2}u_{DC}S_d + e_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d - \frac{1}{2}u_{DC}S_q + e_q \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{3}{2}i_d S_d + \frac{3}{2}i_q S_q - \frac{2u_{DC}}{R} \end{cases} \quad (2-19)$$

其中 $S_d = S_{dp} - S_{dn}$ 、 $S_q = S_{qp} - S_{qn}$ ，分别为开关函数在 dq 坐标系下的 d、q 轴分量。依据式(2-19)推导出两相同步旋转坐标系下 VIENNA 整流器等效电路模型如图 2.10 所示，交流侧等效为两个受控电压源，直流侧等效为两个受控电流源。

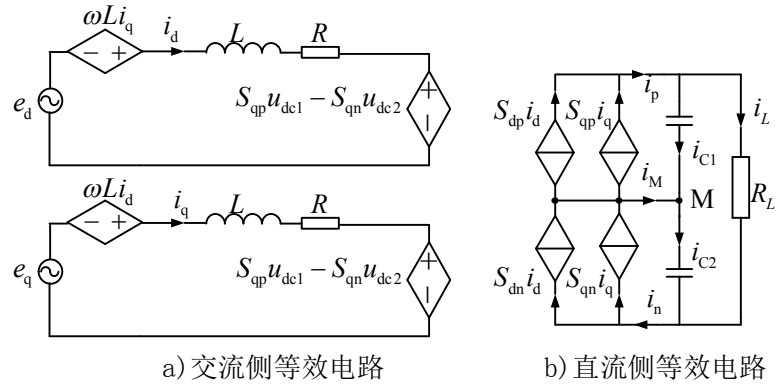


图 2.11 两相旋转坐标系下电路等效图

Fig.2.11 The equivalent model under two-phase rotary coordinate system

2.2.3 两相静止坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型

两相同步旋转坐标下的数学模型相较于 **abc** 坐标系下的数学模型，将对交流量的控制转换为对直流量的控制，利于工程上控制器的设计，同时实现了系统的降阶，但是 **d**、**q** 轴变量之间存在耦合。在两相静止坐标系中，选择三相静止 **abc** 坐标系中 α 轴与 **a** 轴重合， β 滞后 **a** 轴 90° ，如图 2.11 所示。

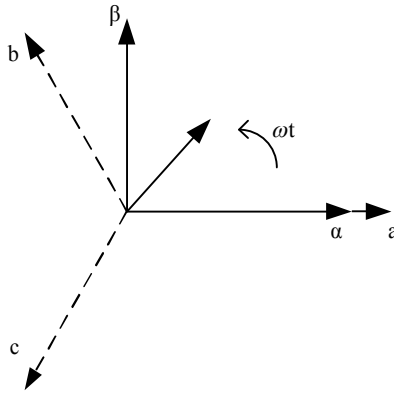


图 2.12 Clarke 变换

Fig.2.12 Clark transformation

Clarke 等量变换矩阵

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

利用式(2-20)对式(2-10)中各个三相变量进行变换得到 VIENNA 整流器在两相静止坐标系下的数学模型

$$\mathbf{Z}_{\alpha\beta} \frac{d\mathbf{X}_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{A}_{\alpha\beta} \mathbf{X}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{\alpha\beta} \mathbf{U}_{\alpha\beta} \quad (2-21)$$

其中 $\mathbf{Z}_{\alpha\beta} = \text{diag}[L \ L \ C_1 \ C_2]$; $\mathbf{X}_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta \ u_{dc1} \ u_{dc2}]^T$; $\mathbf{B}_{\alpha\beta} = \text{diag}[1 \ 1 \ 0 \ 0]$

$\mathbf{U}_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta \ 0 \ 0]^T$;

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R & 0 & -S_{ap} & -S_{an} \\ 0 & -R & -S_{\beta p} & -S_{\beta n} \\ S_{ap} & S_{\beta p} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ S_{an} & S_{\beta n} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}$$

依据式(2-21)得到 $\alpha\beta$ 坐标系下 VIENNA 的等效电路模型

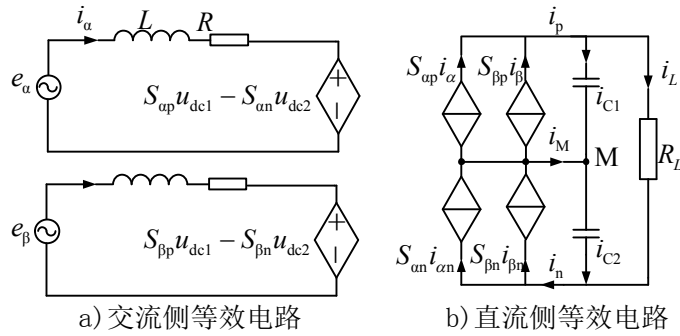


图 2.13 $\alpha\beta$ 坐标系下电路等效图

Fig.2.13 The equivalent model under two-phase static coordinate system

通过上述坐标变换， abc 坐标系下的三相交流变量就变为 $\alpha\beta$ 轴上的两相交流变量。相较于 abc 和 dq 坐标系下的数学模型， $\alpha\beta$ 坐标系下的两个轴上的变量之间没有耦合项，两个子状态方程之间完全独立，只与各自的开关状态有关，也即 α 、 β 轴变量之间不相互影响。

2.3 本章小结

本章主要介绍了本文中选用的 VIENNA 整流器的拓扑结构，并以扇区 II 为例分析了其工作原理。接着在三种坐标系下建立了基于状态平均法的数学模型和等效电路模型，为进一步对 VIENNA 整流拓扑的控制方法和调制方法的分析建立了理论基础。

3 VIENNA 整流器 PWM 调制方法

调制方法是研究变流器的关键技术之一。当控制环节确定以后，调制方法不仅关系到控制的实现与否以及实现的稳定性，还会直接影响到输入、输出波形质量。调制方法从大类上可以分为空间矢量和载波调制两大类。目前适用于 VIENNA 整流器的载波调制方法主要有同相载波层叠和反相载波层叠两种，载波调制的优点在于算法简单、概念清晰、易于用数字信号处理器实现；缺点主要是电压利用率低。目前三电平结构应用较多的空间矢量调制方法主要有基于 $\alpha\beta$ 坐标系的 SVPWM 调制方法^[26]、基于 60° 坐标系的 SVPWM 调制方法^[27]、基于两电平等效的 SVPWM 调制方法^[28]、基于虚拟空间矢量的 SVPWM 调制方法^[29]、载波+SVPWM 的混合调制方法等^[29]。传统三电平空间矢量调制方法概念清晰、电压利用率高，但是需要进行大量的三角函数运算，占用较多资源；当调制比较高且功率因数较低时容易造成中点电位波动^[30]。本文采用基于两电平的 SVPWM 调制方法，简化了矢量作用时间的计算。

3.1 VIENNA 整流器矢量分布

依据第二章对 VIENNA 整流器拓扑特性的分析可知，受电流极性限制 VIENNA 整流器只有一组零电位开关组合，不存在 (p,p,p) 和 (n,n,n) 这两种开关组合，因此有效的开关组合共有 $3^3 - 2 = 25$ 组。对 25 个电位组合进行式(2-20)的 Clark 变换，得到在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下这 25 个开关组合对应的空间矢量，图 3.1 为 VIENNA 整流器空间矢量分布图。

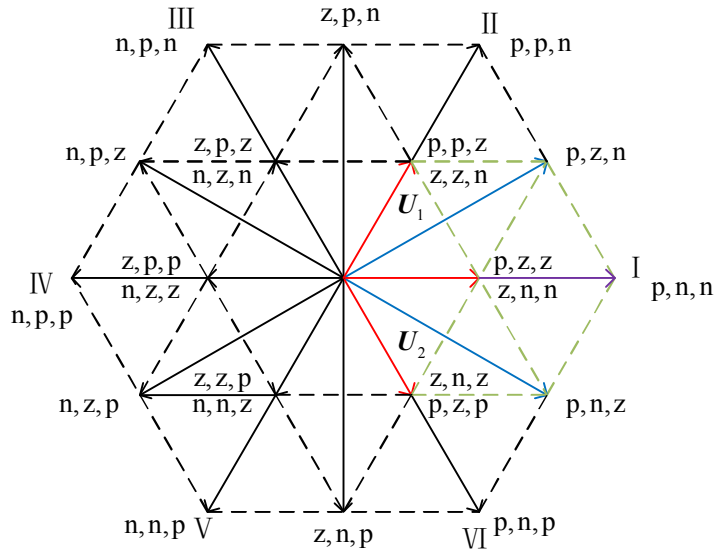


图 3.1 VIENNA 整流电路电压空间矢量图

Fig.3.1 Space vectors distribution of VIENNA rectifier

19 个电压矢量包括 18 个非零矢量和一个零矢量。具体分布：以 $\alpha\beta$ 平面原点为中心的外六边形上的矢量共计 12 个：6 个长矢量(模长为 $2u_{dc}/3$)；6 个中矢量(模长为 $\sqrt{3}u_{dc}/3$)；内六边形上的矢量共计 6 个，记为短矢量（模长为 $u_{dc}/3$ ）；零矢量 1 个。VIENNA 整流器主要约束为整流电路输入端与母线电容中点之间的电压只能在中性点和母线之间切换并且与相应的相电流极性保持一致，即 $i > 0$ 时为 $u_{dc}/2$ ， $i < 0$ 时为 $-u_{dc}/2$ 。在任意时刻，三相电流方向确定，能够使用的有效开关组合只有 8 个。以图 3.1 为例进行说明，当电流矢量 $I_{\alpha\beta}$ 处于扇区 I 时，8 个开关组合对应的矢量为：长矢量 (p,n,n) ，中矢量 (p,z,n) 、 (p,n,z) ，短矢量 (z,z,n) 、 (z,n,z) ，零矢量 (z,z,z) ，这 6 条矢量顶点构成了一个小的正六边形；另外一组短矢量定义为冗余短矢量，分别为 (p,z,z) 和 (z,n,n) ，这两条矢量由矢量分布图原点指向小六边形中点，对中心电位偏移方向具有相反的作用，在 4.4 节中将作详细分析。

其他 5 个扇区可类似分析，6 个扇区形成六个不同的小正六边形区域。对于任何扇区来说，有效的短矢量都有两类：一类是连接平面原点到小六边形区域中心的冗余矢量，另一类是形成小六边形区域（包含零矢量）的六个矢量。由于电流极性限制，并不能使用某一矢量对应的所有开关组合。如图 3.1 中短矢量 U_1 可以通过 (p,p,z) 、 (z,z,n) 来实现，受电流极性限制，在扇区 I 中只能通过开关组合 (z,z,n) 来合成 U_1 ，同样在扇区 IV 中只能通过 (p,p,z) 来合成 U_1 。

3.2 静态运行区域分析

依据 3.1 节分析，受电流极性限制，VIENNA 整流器不能像三电平 NPC 钳位电路一样实现三种电位的自由组合。不考虑过调制情况，VIENNA 整流器能够正

常工作的条件是,当电流矢量处于某一 60° 扇区时,此时对应的参考电压矢量也必须处于这一扇区对应的小六边形内。以扇区 I 为例进行说明,矢量的顶点构成了六边形 N,此时参考电压矢量也必须落于 N 内。为了满足上述条件,只需满足电流矢量位于边界 ($\angle I_{\alpha\beta} = -\pi/6$ 和 $\angle I_{\alpha\beta} = \pi/6$) 时电压参考矢量 U_{ref} 处于六边形区域内即可。借助图 3.2 对 VIENNA 整流器静态运行区域进行分析,输入电阻 R 远小于 ωL ,为便于分析,略去输入电阻影响。

定义 $M_u = |E_{\alpha\beta}| / (u_{dc} / \sqrt{3})$, $M_L = \omega L |I_{\alpha\beta}| / |U_{ref}|$ 。其中 $|E_{\alpha\beta}|$ 表示输入电网电压矢量的模值, $u_{dc} / \sqrt{3}$ 表示中矢量长度, u_{dc} 为直流侧输出电压;当 $M_u=1$ 时对应于电网电压矢量的模值,也即相电压幅值为 $u_{dc} / \sqrt{3}$,可将 M_u 近似看作调制比; M_L 表示输入电感两端的压降和参考电压矢量模长的比值,可以看作输入电感对 VIENNA 整流器输入电压的影响。

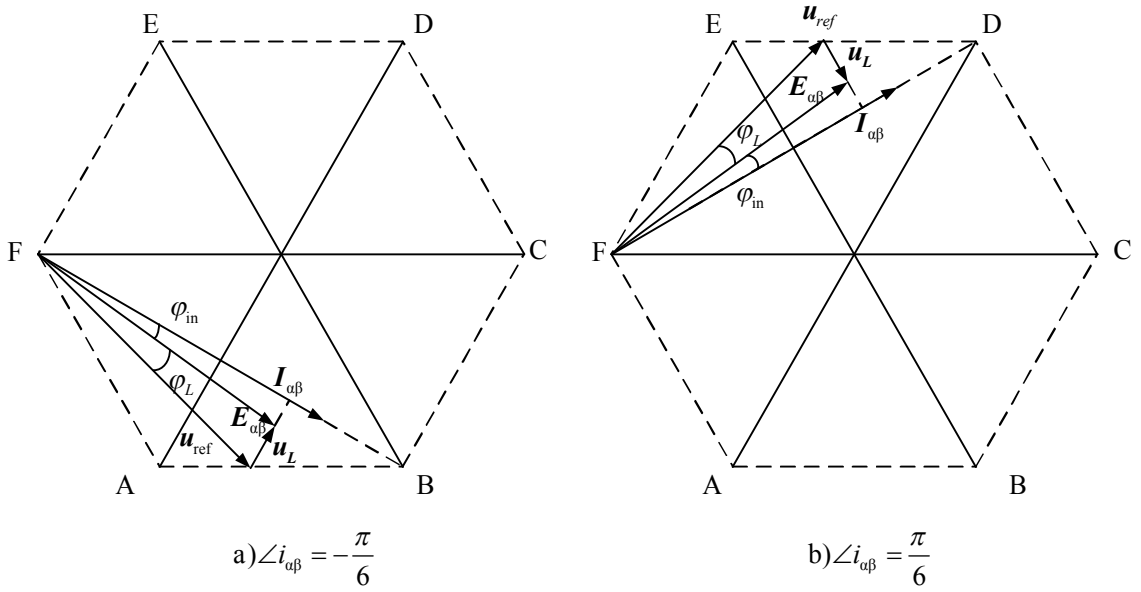


图 3.2 扇区 I 中边界条件时静态运行区域分析

Fig.3.2 State-state vector diagram with boundary operation situations in sector one

图 3.2 中, $E_{\alpha\beta}$ 、 $I_{\alpha\beta}$ 表示网侧电网电压矢量和输入电流矢量, φ_L 表示参考电压矢量 U_{ref} 与输入电流 $I_{\alpha\beta}$ 之间夹角, φ_{in} 表示电网电压 $E_{\alpha\beta}$ 与输入电流 $I_{\alpha\beta}$ 之间夹角。

分析输入电流矢量 $I_{\alpha\beta}$ 位于下边界 ($\angle I_{\alpha\beta} = -\pi/6$) 的情况。当参考电压矢量 U_{ref} 位于边线 AB 时, $M_u u_{dc} \cos \varphi_{in} / \sqrt{3} \geq u_{dc} / 2\sqrt{3}$, 依据 3.2a 中数学关系

$$\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} = |E_{\alpha\beta}| \cos \varphi_{in} + tg \frac{\pi}{3} (|E_{\alpha\beta}| \sin \varphi_{in} + \omega L |I_{\alpha\beta}|) \quad (3-1)$$

当参考电压矢量位于边线 AF 时, $M_u u_{dc} \cos \varphi_{in} / \sqrt{3} < u_{dc} / 2\sqrt{3}$, 此时

$$\frac{M_u u_{dc}}{\sqrt{3}} \cos \varphi_{in} = tg \frac{\pi}{3} (|E_{\alpha\beta}| \sin \varphi_{in} + |I_{\alpha\beta}| \cdot \omega L) = tg \frac{\pi}{3} \left(\frac{M_L M_u u_{dc}}{\sqrt{3}} + \frac{M_u u_{dc}}{\sqrt{3}} \sin \varphi_{in} \right) \quad (3-2)$$

化简式(3-1)、式(3-2)

$$\begin{cases} \sin \left(\varphi_{in} + \frac{\pi}{6} \right) = \frac{1 - \sqrt{3} M_u M_L}{2 M_u} \\ \sin \left(-\varphi_{in} + \frac{\pi}{6} \right) = \frac{\sqrt{3} M_L}{2} \end{cases} \quad (3-3)$$

当电流矢量 $I_{\alpha\beta}$ 位于下边界参考电压矢量必须处在下方边界线 AB 与 AF 上方，VIENNA 整流器才能够正常工作。有如下关系成立

$$\varphi_{in} \leq \min \left\{ \arcsin \frac{1 - \sqrt{3} M_u M_L}{2 M_u} - \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} - \arcsin \frac{\sqrt{3} M_L}{2} \right\} \quad (3-4)$$

同理，结合图 3.2b 分析当电流矢量 $I_{\alpha\beta}$ 位于扇区上边界 ($\angle I_{\alpha\beta} = \pi / 6$) 的情况，参考电压矢量位于边线 DE 和边线 EF 时，依据图 3.2b 中数学关系

$$\begin{cases} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \varphi_{in} \right) = \frac{1 + \sqrt{3} M_u M_L}{2 M_u} & 2 M_u \cos \varphi_{in} \geq 1 \\ \sin \left(-\frac{\pi}{6} - \varphi_{in} \right) = \frac{\sqrt{3} M_L}{2} & 2 M_u \cos \varphi_{in} < 1 \end{cases} \quad (3-5)$$

当电流矢量 $I_{\alpha\beta}$ 位于扇区上边界时，参考电压矢量必须处在上方边界线 ED 与 EF 下方，VIENNA 型拓扑才能够正常工作。有如下关系成立

$$-\varphi_{in} \leq \min \left\{ \arcsin \frac{1 + \sqrt{3} M_u M_L}{2 M_u} - \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} + \arcsin \frac{\sqrt{3} M_L}{2} \right\} \quad (3-6)$$

结合式(3-4)、(3-6)

$$\begin{cases} \varphi_{in} \geq \max \left(-\arcsin \frac{1 + \sqrt{3} M_u M_L}{2 M_u} + \frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6} - \arcsin \frac{\sqrt{3} M_L}{2} \right) \\ \varphi_{in} \leq \min \left(\arcsin \frac{1 - \sqrt{3} M_u M_L}{2 M_u} - \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} - \arcsin \frac{\sqrt{3} M_L}{2} \right) \end{cases} \quad (3-7)$$

六个扇区呈旋转对称关系，对其他五个扇区，也可用式(3-7)来描述其静态运行区域。式(3-7)给出了用 M_u 、 M_L 、 φ_{in} 来描述 VIENNA 型拓扑静态运行区域的数学表达式，无论采用何种控制方法，参考电流矢量以及输入电压矢量等静态工作点都必须满足式(3-7)才能保证 VIENNA 整流器的正常运行。

3.3 传统三电平空间矢量调制方法

传统空间矢量按照 ($0 \sim 60^\circ$) 划分，对于扇区的判断可参照式(3-19)来实现，以扇区 I 为例进行分析。其中 U_{ref} 为输入参考电压矢量， U_{S1} 、 U_{S2} 为短矢量， U_{L1} 和

U_{L2} 为长矢量, U_{M1} 为中矢量。以 U_{ref} 处于扇区 I 为例, 将扇区划分为如图 3.3 所示的 A、B、C、D 四个三角形区域, 分别记为 A、B、C、D。

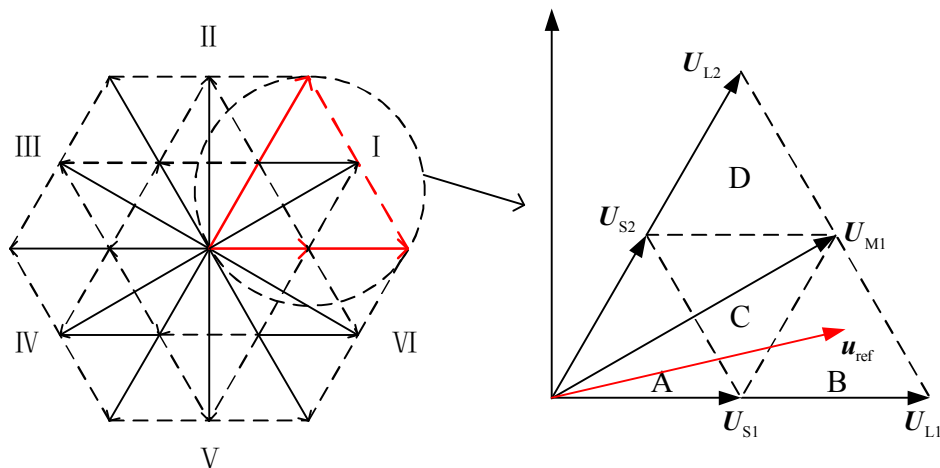


图 3.3 扇区 I 区域划分与矢量合成

Fig.3.3 Region division and the composition of vectors in sector one

对区域 A、B、C、D 判断, 定义关系式

$$\begin{cases} X = \frac{2\sqrt{3}u_{\beta_ref}}{3} \\ Y = u_{\alpha_ref} + \frac{\sqrt{3}}{3}u_{\beta_ref} \\ Z = u_{\alpha_ref} - \frac{\sqrt{3}}{3}u_{\beta_ref} \end{cases} \quad (3-8)$$

式(3-8)中, u_{α_ref} 、 u_{β_ref} 为参考电压矢量 U_{ref} 在 α 、 β 轴上的分量。

表 3.1 三角区域判断

Tab.3.1 The decision triangle area	
所处三角形区域	条件
A	$Y \leq u_{dc}/3$
B	$Y > u_{dc}/3, Z \geq u_{dc}/3$
C	$X > u_{dc}/3, Y > u_{dc}/3, Z \leq u_{dc}/3$
D	$X < u_{dc}/3, Y > u_{dc}/3, Z \leq u_{dc}/3$

按照最近三矢量合成法去合成目标矢量，以目标矢量落在区域 I_B 为例，三条最近矢量为 U_{S1} 、 U_{L1} 、 U_{M1} 。中点电位平衡通过调节冗余矢量在一个开关周期内的导通时间占比来调节。

$$U_{S1}T_z + U_{L1}T_x + U_{M1}T_y = U_{ref}T_s \quad (3-9)$$

其中 $T_s = T_1 + T_2 + T_z$ ， T_s 为采样周期。通过式(3-9)的运算就可得到合成目标矢量所需要的三个矢量的时间分配，对于 I_A 、 I_C 、 I_D 三个区域可做相似分析。将参考电压矢量长度与中矢量长度比值定义为调制比 M ，由 3.1 节分析可知，采用等量坐标变换后中矢量长度为 $\sqrt{3}u_{dc}/3$ ，调制比可表示为

$$M = \frac{|U_{ref}|}{|U_{M1}|} = \frac{\sqrt{3}|U_{ref}|}{u_{dc}} \quad (3-10)$$

其中， $|U_{ref}|$ 表示参考电压矢量模长， u_{dc} 表示直流侧输出电压。

由式(3-9)、(3-10)得到目标矢量处于扇区 I 时，以调制比表示的矢量作用时间计算式，记为表 3.2。

表 3.2 扇区 I 各区域中矢量作用时间分配.

Tab.3.2 operation time of vectors in sector one

子扇区	基 本 矢量	时间分配	子扇区	基 本 矢量	时间分配
A	U_{S1}	$2T_s M \sin(\pi/3 - \theta)$	C	U_{S1}	$T_s(1 - 2M \sin \theta)$
	U_{S2}	$2T_s M \sin \theta$		U_{S2}	$T_s[1 - 2M \sin(\pi/3 - \theta)]$
	U_0	$T_s[1 - 2M \sin(\pi/3 + \theta)]$		U_{M1}	$T_s[2M \sin(\pi/3 - \theta) + 1]$
B	U_{S1}	$2T_s[1 - M \sin(\pi/3 + \theta)]$	D	U_{L2}	$T_s(2M \sin \theta - 1)$
	U_{L1}	$T_s[2M \sin(\pi/3 - \theta) - 1]$		U_{S2}	$2T_s[1 - M \sin(\pi/3 + \theta)]$
	U_{M1}	$2T_s M \sin \theta$		U_{M1}	$2T_s M \sin(\pi/3 - \theta)$

当参考矢量处于子扇区 I_B ，在极限情况下，矢量 U_{S1} 在一个开关周期内作用时间为 0，矢量 U_{L1} 、 U_{M1} 作用时间之和应不大于开关周期，即 $T_{L1} + T_{M1} \leq T_s$ 。

$$\begin{cases} 2T_s[1 - M \sin(\pi/3 + \theta)] = 0 \\ T_s[2M \sin(\pi/3 - \theta) - 1] + 2T_s M \sin \theta \leq T_s \end{cases} \quad (3-11)$$

整理(3-10)、(3-11)

$$|U_{ref}| \leq \frac{u_{dc}}{\sqrt{3} \sin(\theta + \pi/3)} \leq \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (3-12)$$

式(3-12)反映了 VIENNA 整流器空间矢量最大运行区域,即参考矢量的模长不能超出矢量集所构成六边形的内切圆半径,参考矢量所处扇区位置反映了调制比的大小,扇区位置与调制比关系整理为表 3.3。

表 3.3 参考电压矢量所处三角形区域与调制比关系

Tab.3.3 The relevance between the position of reference with modulation ratio

子扇区	参考矢量模长	调制比
A	$0 \leq \mathbf{u}_{\text{ref}} \leq \sqrt{3}u_{\text{dc}}/6$	$0 \leq M \leq 0.5$
A、C	$\sqrt{3}u_{\text{dc}}/6 < \mathbf{u}_{\text{ref}} < u_{\text{dc}}/3$	$0.5 < M < 0.577$
C	$ \mathbf{u}_{\text{ref}} = u_{\text{dc}}/3$	$M = 0.577$
B、C、D	$u_{\text{dc}}/3 < \mathbf{u}_{\text{ref}} < \sqrt{3}u_{\text{dc}}/3$	$0.57 < M < 1$
C、D	$ \mathbf{u}_{\text{ref}} = \sqrt{3}u_{\text{dc}}/3$	$M = 1$

将传统三电平空间矢量调制方法实现步骤归纳为^[31]

1.判断参考电压矢量所处扇区,利用坐标变换原理将其归一到扇区 I 中,进一步判断参考电压矢量所处三角区域。

2.采用最近三矢量合成法确定合成目标矢量所需矢量,并按照伏秒平衡计算出各个矢量作用时间分配。

3.确定矢量作用时序,选择相应开关组合及开关管驱动信号。

以子扇区 I_C 为例来说明矢量的作用时序与开关状态组合时序,按照电流极性分情况讨论。扇区 I, $i_a > 0$, $i_c < 0$; b 相电流极性在 $\angle I_{\alpha\beta} \in (0^\circ \sim 30^\circ)$ 区域为正,在 $\angle I_{\alpha\beta} \in (30^\circ \sim 60^\circ)$ 区域内为负。

当 $i_b > 0$ 时,用到的矢量为 $\mathbf{U}_{S1-}(p,z,z)$ 、 $\mathbf{U}_{S2+}(z,z,n)$ 、 $\mathbf{U}_{S2-}(p,p,z)$ 、 $\mathbf{U}_{M1}(p,z,n)$,其中下标“+”表示对应矢量作用时向中点注入电流,“-”表示对应矢量作用时电流从两电容中点流出,空间矢量作用顺序与开关组合如图 3.4 所示。

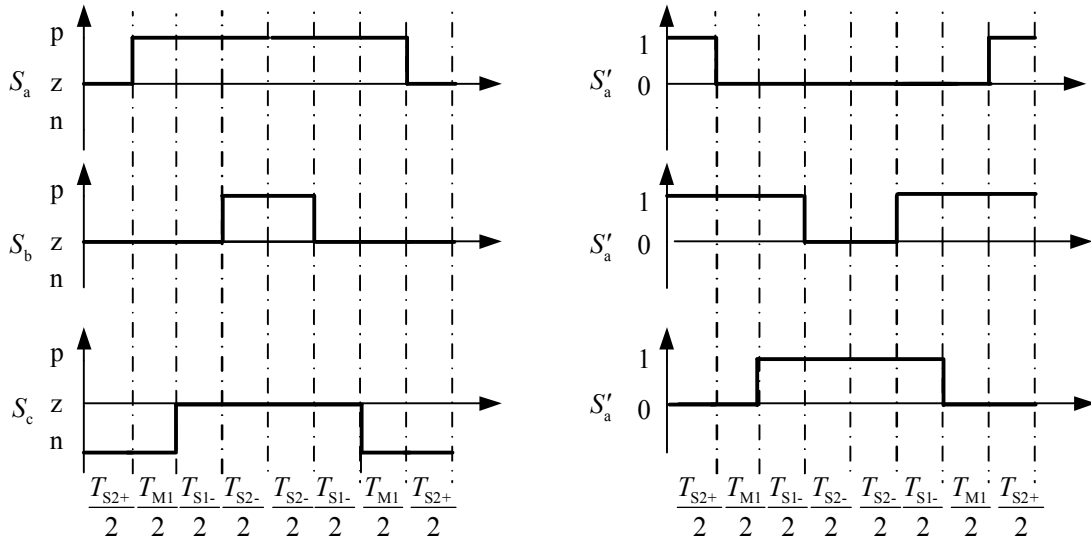


图 3.4 b 相电流为正时矢量时序与开关组合

 Fig.3.4 The sequence of vector and the combinations of switches when $i_b > 0$

其中 S_a 、 S_b 、 S_c 和 S'_a 、 S'_b 、 S'_c 为按式(2-1)定义的开关函数； T_{S2+} 、 T_{M1} 、 T_{S1-} 、 T_{S2-} 表示矢量 U_{S2+} 、 U_{M1} 、 U_{S1-} 、 U_{S2+} 在一个开关周期内的作用时间。

当 $i_b < 0$ 时，用到的矢量为 $U_{S1-}(p, z, z)$ 、 $U_{S1+}(z, n, n)$ 、 $U_{S2+}(z, z, n)$ 、 $U_{M1}(p, z, n)$ ，空间矢量作用顺序与开关组合如图 3.5 所示。

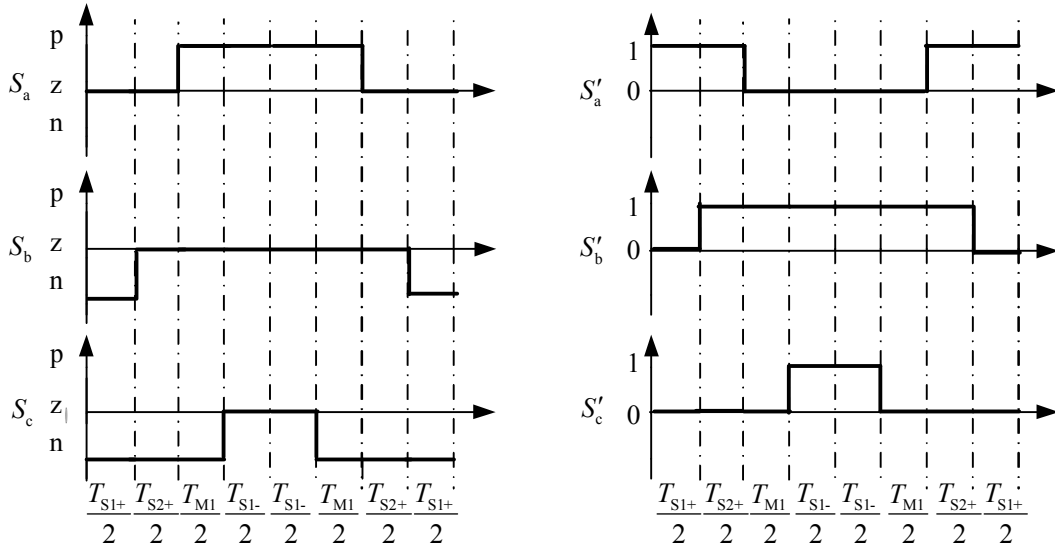


图 3.5 b 相电流为负时矢量发送时序与开关组合

 Fig.3.5 The sequence of vector and the combinations of switches when $i_b < 0$

3.4 基于两电平实现的 VIENNA 整流器 SVPWM 调制方法

3.4.1 两电平电压型 PWM 整流器 SVPWM 方法

两电平电压型 PWM 整流器 8 个矢量分布如图 3.2 所示。对于任意给定的电压矢量 U_{ref} ，都可以用这 8 个矢量去合成。

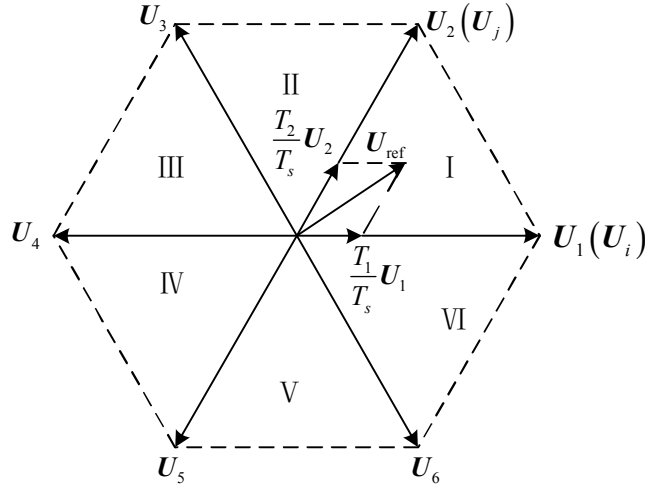


图 3.6 两电平电压型 PWM 整流器的电压空间矢量

Fig.3.6 Space vectors distribution of Three-phase Two level voltage source rectifier

对于 SVPWM 的实现，应用到的开关序列为

$$U_0 \rightarrow U_i \rightarrow U_j \rightarrow U_7 \rightarrow U_j \rightarrow U_i \rightarrow U_0$$

式中 U_i 和 U_j 为超前和滞后于目标电压矢量 U_{ref} 的矢量，带有零矢量 U_0 和 U_7 的伏秒平衡关系式为

$$kT_0U_0 + T_iU_i + T_jU_j + (1-k)T_7U_7 = T_sU_{\text{ref}} \quad (3-13)$$

代入 $U_0 = (0,0)$ 、 $U_7 = (0,0)$

$$T_iU_i + T_jU_j = T_sU_{\text{ref}} \quad (3-14)$$

其中， $T_s = T_0 + T_i + T_j + T_7$ 为开关周期， k 为两个零电压矢量 U_0 和 U_7 的可控时间系数。以 U_{ref} 位于扇区 I 为例， U_{ref} 可以用 U_1 、 U_2 和 $U_{0,7}$ 合成。对于零矢量的选择，应遵从开关状态变化尽可能的少的原则来降低损耗。

3.4.2 等效的建立

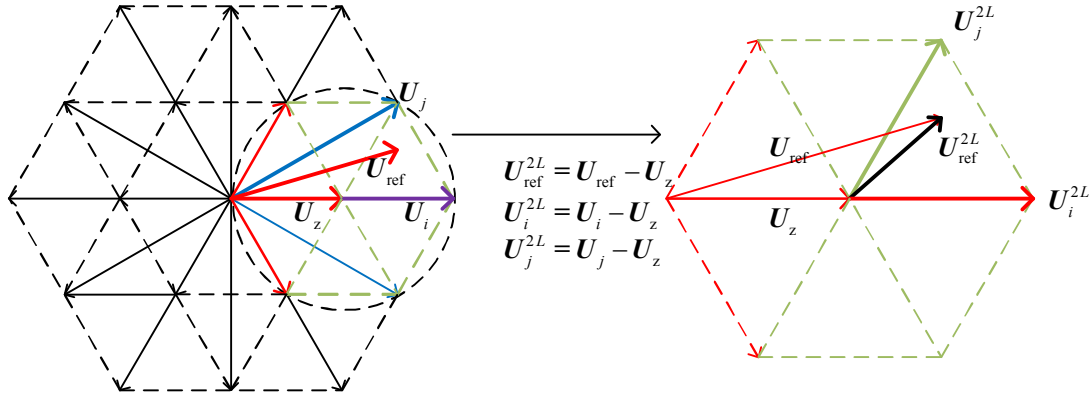


图 3.7 VIENNA 整流器与两电平 PWM 整流器等效原理

Fig.3.7 Principle of equivalence between VIENNA rectifier and two level PWM rectifier

对于 VIENNA 整流器，确定的电流矢量位置限定了可用的 8 个有效矢量（构成小的正六边形），形成三角形最近的矢量之一是指向六边形中心的冗余矢量，记为 U_z ，以参考电压矢量处于图 3.1 所示位置为例，依据 $\alpha\beta$ 平面上的矢量关系，可得其伏秒平衡关系式

$$T_z U_z + T_i U_i + T_j U_j = T_s U_{\text{ref}} \quad (3-15)$$

其中 T_s 表示开关周期，每个区域 U_z 都有两种开关组合，分别对应于向中点注入电流和电流从中点流出，对电容中点电位作用相反，分别记为 U_z^+ 和 U_z^- ，用常数 k 表示 U_z^+ 和 U_z^- 之间的可控时间比，重新列写式(3-15)可得新的伏秒平衡关系式为

$$kT_z^+ U_z^+ + T_i U_i + T_j U_j + (1-k)T_z^- U_z^- = T_s U_{\text{ref}} \quad (3-16)$$

$$(U_i - U_z)T_i + (U_j - U_z)T_j = (U_{\text{ref}} - U_z)T_s \quad (3-17)$$

结合图 3.7 分析式(3-17)易知， $-U_z$ 在式中作用相当于将各个合成矢量以及目标矢量在 $\alpha\beta$ 平面进行 $(|-U_z|, 0)$ 的坐标平移，如图 3.7b 所示。

$$T_i U_i^{2L} + T_j U_j^{2L} = T_s U_{\text{ref}}^{2L} \quad (3-18)$$

式(3-18)中， $U_i^{2L} = U_i - U_z$ 、 $U_j^{2L} = U_j - U_z$ 、 $U_{\text{ref}}^{2L} = U_{\text{ref}} - U_z$ 。

对比(3-18)与(3-14)可知，在 $\alpha\beta$ 平面上将参考电压矢量进行 $(|-U_z|, 0)$ 的坐标平移后 VIENNA 型整流器具有和两电平电压型 PWM 整流器相似的伏秒平衡关系式。

3.4.3 基于两电平空间矢量等效的 SVPWM 调制方法实现

VIENNA 整流器与一般的 NPC 三电平结构有所不同，具体的分析方法如下

① 判断交流侧电流矢量 $I_{\alpha\beta}$ 所处扇区，将目标电压矢量做坐标旋转变换，归一到扇区 I 进行计算。

结合锁相环给出的电网相位信号 θ 和由电流环输出的 d 轴和 q 轴参考电流分量 i_{d_ref} 和 i_{q_ref} 可以得到两相静止坐标系中的参考电压矢量 \mathbf{U}_{ref} ；根据输入电流矢量 $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$ 所处扇区位置将参考电压矢量进行坐标旋转变换，换算到扇区 I 以便于时间计算。如当电流矢量 $\angle \mathbf{I}_{\alpha\beta} \in (\pi/2, 5\pi/6)$ 时，参考电压矢量 \mathbf{U}_{ref} 和电流矢量 $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$ 处于扇区 III，此时将 \mathbf{U}_{ref} 进行顺时针旋转 90° ，幅值不变的坐标变换得到新的目标矢量，记为 \mathbf{U}_{ref_I} 。对于 \mathbf{U}_{ref_I} ，可以统一按照扇区 I 的矢量分配与对应的时间计算进行处理。对不同扇区中 \mathbf{U}_{ref} 的坐标变换归纳为表 3.4，表中， $u_{\alpha_ref_I}$ 、 $u_{\beta_ref_I}$ 为 \mathbf{U}_{ref_I} 的 α 、 β 轴分量。

表 3.4 由电流矢量所处扇区对参考电压矢量进行坐标变换

Tab.3.4 Transform the coordinates of reference voltage vector according to the position of current vector in $\alpha\beta$ coordinate system

i_α i_β 关系	扇区	参考电压矢量坐标变换
$\begin{cases} \sqrt{3}i_\beta + i_\alpha \geq 0 \\ \sqrt{3}i_\beta - i_\alpha < 0 \end{cases}$	I	$\begin{cases} u_{\alpha_ref_I} = u_{\alpha_ref} \\ u_{\beta_ref_I} = u_{\beta_ref} \end{cases}$
$\begin{cases} \sqrt{3}i_\beta - i_\alpha \geq 0 \\ i_\alpha > 0 \end{cases}$	II	$\begin{cases} u_{\alpha_ref_I} = u_{\alpha_ref} / 2 + \sqrt{3}u_{\beta_ref} / 2 \\ u_{\beta_ref_I} = u_{\beta_ref} / 2 - \sqrt{3}u_{\alpha_ref} / 2 \end{cases}$
$\begin{cases} \sqrt{3}i_\beta + i_\alpha > 0 \\ i_\alpha \leq 0 \end{cases}$	III	$\begin{cases} u_{\alpha_ref_I} = -u_{\alpha_ref} / 2 + \sqrt{3}u_{\beta_ref} / 2 \\ u_{\beta_ref_I} = -u_{\beta_ref} / 2 - \sqrt{3}u_{\alpha_ref} / 2 \end{cases}$
$\begin{cases} \sqrt{3}i_\beta + i_\alpha \leq 0 \\ \sqrt{3}i_\beta - i_\alpha > 0 \end{cases}$	IV	$\begin{cases} u_{\alpha_ref_I} = -u_{\alpha_ref} \\ u_{\beta_ref_I} = -u_{\beta_ref} \end{cases}$
$\begin{cases} i_\alpha < 0 \\ \sqrt{3}i_\beta - i_\alpha \leq 0 \end{cases}$	V	$\begin{cases} u_{\alpha_ref_I} = -u_{\alpha_ref} / 2 - \sqrt{3}u_{\beta_ref} / 2 \\ u_{\beta_ref_I} = -u_{\beta_ref} / 2 - \sqrt{3}u_{\alpha_ref} / 2 \end{cases}$
$\begin{cases} i_\alpha \geq 0 \\ \sqrt{3}i_\beta + i_\alpha < 0 \end{cases}$	VI	$\begin{cases} u_{\alpha_ref_I} = u_{\alpha_ref} / 2 - \sqrt{3}u_{\beta_ref} / 2 \\ u_{\beta_ref_I} = u_{\beta_ref} / 2 - \sqrt{3}u_{\alpha_ref} / 2 \end{cases}$

② 对坐标变换后的参考电压矢量 \mathbf{U}_{ref_I} 选取合适分量并计算各分量作用时间

在 $\alpha\beta$ 平面将整个区域按照 $(-30^\circ \sim 30^\circ)$ 分法划分为 6 个扇区，每个 60° 扇区，可以实现的 8 个电压矢量构成了一个正六边形，选择包围参考电压矢量的三个矢量去合成 \mathbf{U}_{ref_I} 。以电流矢量 $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$ 落在扇区 I 为例，6 条有效矢量 (p,n,n) 、 (p,z,n) 、 (z,z,n) 、 (z,z,z) 、 (z,n,z) 、 (p,n,z) 和 2 条冗余矢量 (p,z,z) 、 (z,n,n) 组成该小的

正六边形，将该六边形以冗余矢量顶点为原点按照分法划分如图 3.8 所示六个子扇区，记为 I_A 、 I_B 、 I_C 、 I_D 、 I_E 、 I_F 。

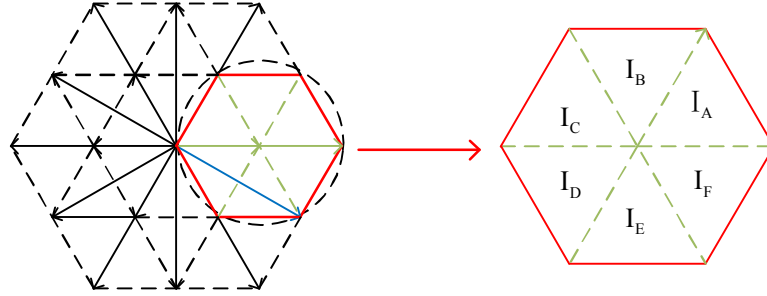


图 3.8 扇区 I 划分

Fig.3.8 Sub-sector division of Sector one

以扇区 I 为例对 6 个区域位置进行判断，在 $\alpha\beta$ 平面中， U_{ref_I} 所处位置是由 $u_{\alpha_ref_I}$ 和 $u_{\beta_ref_I}$ 共同决定。记变量 $k = \arctan(u_{\beta_ref_I} / u_{\alpha_ref_I})$ 。

当 U_{ref_I} 位于区域 I_A 时，即 $0^\circ < k < 60^\circ$ ， $u_{\beta_ref_I} > 0$ 且 $\sqrt{3}u_{\alpha_ref_I} - u_{\beta_ref_I} > 0$ ；

当 U_{ref_I} 位于区域 I_B 时，即 $60^\circ < k < 120^\circ$ ， $u_{\beta_ref_I} > 0$ 且 $\sqrt{3}|u_{\alpha_ref_I}| - u_{\beta_ref_I} < 0$ ；

当 U_{ref_I} 位于区域 I_C 时，即 $120^\circ < k < 180^\circ$ ， $u_{\beta_ref_I} > 0$ 且 $-\sqrt{3} - u_{\beta_ref_I} > 0$ ；

当 U_{ref_I} 位于区域 I_D 时，即 $180^\circ < k < 240^\circ$ ， $u_{\beta_ref_I} < 0$ 且 $\sqrt{3}u_{\alpha_ref_I} - u_{\beta_ref_I} < 0$ ；

当 U_{ref_I} 位于区域 I_E 时，即 $240^\circ < k < 300^\circ$ ， $u_{\beta_ref_I} < 0$ 且 $\sqrt{3}|u_{\alpha_ref_I}| - u_{\beta_ref_I} > 0$ ；

当 U_{ref_I} 位于区域 I_F 时，即 $300^\circ < k < 360^\circ$ ， $u_{\beta_ref_I} < 0$ 且 $-\sqrt{3} - u_{\beta_ref_I} < 0$ 。

令 $A = u_{\beta_ref_I}$ ， $B = \sqrt{3}u_{\alpha_ref_I} - u_{\beta_ref_I}$ ， $C = -\sqrt{3} - u_{\beta_ref_I}$ ，定义

$$N = \text{sign}(A) + 2\text{sign}(B) + 4\text{sign}(C) \quad (3-19)$$

式(3-19)中， $\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad x = A, B, C$

三角形区域与 N 的对应关系为表 3.5

表 3.5 子扇区判断表

Tab.3.5 The division of Sub-vectors

N	3	1	5	4	6	2
子扇区	I_A	I_B	I_C	I_D	I_E	I_F

由于 VIENNA 自身结构限制，在任意时刻合成参考矢量的三个矢量总是包含由大六边形中点指向小六边形中点的冗余短矢量，其余两个分别由大六边形中点

指向小六边形顶点。如图 3.3 所示，当参考电压矢量 \mathbf{U}_{ref} 处于扇区 I 的 I_A 区域时，三个合成矢量分别是 $\mathbf{U}_i(p, n, n)$ 、 $\mathbf{U}_j(p, z, n)$ 和 $\mathbf{U}_z(p, z, z)$ 、 (z, n, n) 。由图 3.3 中矢量转换关系列写伏秒平衡关系式

$$\begin{cases} T_i \mathbf{U}_i^{2L} + T_j \mathbf{U}_j^{2L} + T_z \mathbf{U}_z^{2L} = T_s \mathbf{U}_{\text{ref}}^{2L} \\ T_i + T_j + T_z = T_s \end{cases} \quad (3-20)$$

依据数学关系求解

$$\begin{cases} T_i = \frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \\ T_j = \frac{\sqrt{3}T_s}{u_{\text{dc}}} u_\beta \end{cases} \quad (3-21)$$

式(3-21)中， u_α 和 u_β 为图 3.3b 中平移后的参考电压矢量 \mathbf{U}_{ref} 的 α 、 β 轴分量。

依据平移关系

$$\begin{cases} u_\alpha = u_{\alpha_{\text{ref I}}} - \frac{u_{\text{dc}}}{3} \\ u_\beta = u_{\beta_{\text{ref I}}} \end{cases} \quad (3-22)$$

式(3-22)中， $u_{\alpha_{\text{ref I}}}$ 和 $u_{\beta_{\text{ref I}}}$ 分别为图 3.3a 中参考电压矢量在 $\alpha\beta$ 平面上的两个坐标分量。

同样可以求出参考电压矢量处于 I_B 、 I_C 、 I_D 、 I_E 、 I_F 这 5 区域时各个分量作用时间，列写为表 3.6。

表 3.6 矢量作用时间计算

Tab.3.6 Operation time calculation of vectors

扇区	作用时间	扇区	作用时间
I_A	$\begin{cases} T_1 = \frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(u_\alpha - \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{u_{\text{dc}}} u_\beta \end{cases}$	I_D	$\begin{cases} T_4 = \frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(-u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \\ T_5 = -\frac{\sqrt{3}T_s}{u_{\text{dc}}} u_\beta \end{cases}$
I_B	$\begin{cases} T_2 = \frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \\ T_3 = \frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(\frac{u_\beta}{\sqrt{3}} - u_\alpha \right) \end{cases}$	I_E	$\begin{cases} T_5 = -\frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \\ T_6 = -\frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(\frac{u_\beta}{\sqrt{3}} - u_\alpha \right) \end{cases}$
I_C	$\begin{cases} T_3 = \frac{\sqrt{3}T_s}{u_{\text{dc}}} u_\beta \\ T_4 = -\frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(\frac{u_\beta}{\sqrt{3}} + u_\alpha \right) \end{cases}$	I_F	$\begin{cases} T_6 = -\frac{\sqrt{3}T_s}{u_{\text{dc}}} u_\beta \\ T_1 = \frac{3T_s}{2u_{\text{dc}}} \left(\frac{u_\beta}{\sqrt{3}} + u_\alpha \right) \end{cases}$

③ 开关序列分配

以图 3.3a 中参考电压矢量位置为例,两个矢量开关组合为 (p,n,n) 和 (p,z,n) ,对应的开关状态为 $(0,0,0)$ 和 $(0,1,0)$,导通时间记为 T_i 和 T_j ;一组冗余矢量为 (p,z,z) 和 (z,n,n) ,对应的开关状态为 $(0,1,1)$ 和 $(1,0,0)$,这一组矢量控制了电容中点电流的流入和流出,导通时间分别记为 T_{z+} 和 T_{z-} 。采用对称插法,三相桥臂开关管导通时间分配如图,开关状态的转换顺序为 $011 \rightarrow 010 \rightarrow 000 \rightarrow 100 \rightarrow 000 \rightarrow 010 \rightarrow 011$ 。扇区 I 中其他 5 个子扇区可以类似求出。

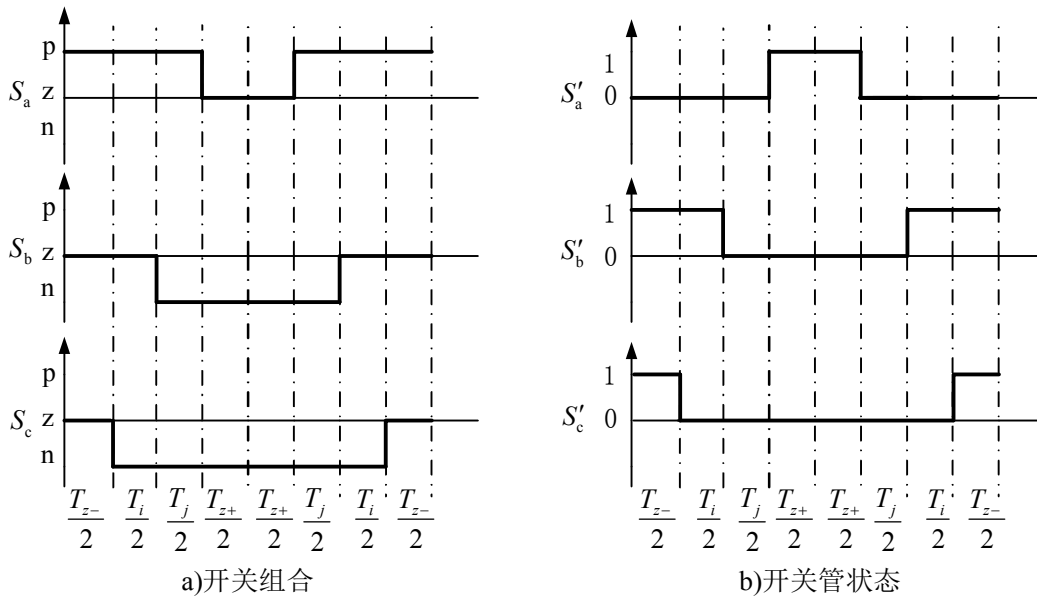


图 3.9 扇区 I 开关管导通时间分配

Fig.3.9 Conduction time allocation of switches in sector I_A

④ 参考电压矢量在全扇区的开关序列

通过前一步骤可以得出扇区 I 各个区域开关序列。比较扇区 I 与扇区 IV 不难看出扇区 I 各区域和扇区 IV 中各个区域只是电位上的相反关系,如子扇区 I_A 中用到的两组有效矢量的开关组合为 (p,n,n) 和 (p,z,n) ,开关管对应的开关状态为 $(0,0,0)$ 和 $(0,1,0)$;扇区 IV 中子扇区中用到的两组矢量的开关组合为 (n,p,p) 和 (n,z,p) ,开关管对应的开关状态同样为 $(0,0,0)$ 和 $(0,1,0)$ 。唯一不同的是扇区 I 中向电容中点注入和抽出电流的两组矢量的开关组合为 (z,n,n) 和 (p,z,z) ,开关管的开关状态为 $(1,0,0)$ 和 $(0,1,1)$;而扇区 IV 中向电容中点注入和抽出电流的两组矢量为 (n,z,z) 和 (z,p,p) ,对应的开关状态为 $(0,1,1)$ 和 $(1,0,0)$,与扇区 I 相反,只需对扇区 I 这两部分开关状态进行替换即可得到扇区 IV 的开关序列。同样,扇区 II 与扇区 V,扇区 III 与扇区 VI 也存在这种对应关系。进一步比较扇区 I, III, V 不难看出

出这三个扇区对应区域用到的开关序列只是相序不同，将扇区 I 的 a、b、c 三相序列进行相应替换即可得到扇区 III 与扇区 V 的开关序列。

3.5 VIENNA 载波调制方法

多电平载波调制技术都是基于两电平载波的拓展。对于 n 电平来说需要，需要 $(n-1)$ 个三角载波，多电平整流器载波调制方法都是借鉴于多电平逆变器的调制技术，主要分为两类^[32]：载波层叠法和载波移相法，前者是将多个三角载波与一个正弦调制波比较得到适用于多电平的 PWM 波；后者是将多个幅值一样、分别移相的三角载波与正弦调制波比较得到对应的调制波。本节主要针对两种适用于 VIENNA 整流器的调制方法，同相载波层叠和反相载波层叠法进行分析^[33]。

用两个幅值相同、相位相同的三角载波（分别记为上三角载波 u_{ca1} 和下三角载波 u_{ca2} ）与调制波比较，在调制波的正半周期，当载波 u_{ca1} 大于调制波时开关管为导通状态，交流输入侧相对于电容中点电压为 0；当载波 u_{ca1} 小于调制波时开关管为断开状态，交流输入侧相对于电容中点电压为 $u_{dc}/2$ 。在载波负半周期，当载波 u_{ca2} 大于调制波时开关管为断开状态，交流输入侧相对于电容中点电压为 $-u_{dc}/2$ ；当载波 u_{ca2} 小于调制波时开关管为导通状态，交流输入侧相对电容中点电压为 0。

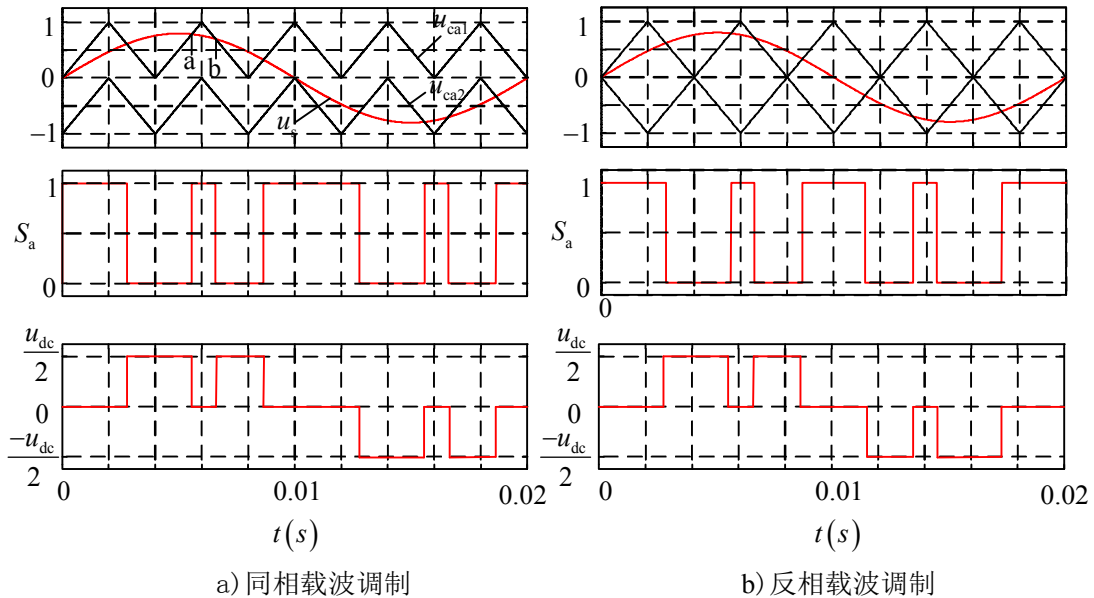


图 3.10 载波调制

Fig.3.10 Carrier modulation

由于 PWM 信号波的非周期性，使得一般的傅立叶变换难以应用，难以在时域中求解 $u_{AM}(t)$ 。Bowes 借鉴通信系统理论的方法去解决功率变换器问题^[34]，具体来说就是用参考波形的二维函数和一个载波的形式去表示开关波形，开关波形经

过这样处理后可以得到周期性的函数，谐波的统一形式表示为双傅立叶序列，如式(3-23)所示。

$$\begin{aligned}
 f(t) = & A_{00}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} \{A_{0n} \cos[n(\omega_0 t + \theta_0)] + B_{0n} \sin[n(\omega_0 t + \theta_0)]\} \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \{A_{m0} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] + B_{m0} \sin[m(\omega_c t + \theta_c)]\} \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & A_{mn} \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \\ & + B_{mn} \sin[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \quad (3-23)$$

式(3-23)中， ω_c 为载波角频率， θ_c 为载波波形的任意相位偏移角； ω_0 为调制波角频率， θ_0 为调制波波形任意相位偏移角； m 表示载波的索引变量， n 表示基波的索引变量。等号右边第一项表示直流量，第二项表示基波分量和基带谐波；第三项表示载波谐波；第四项表示边带谐波。

以同相载波调制为例进行分析。

用分段函数将2个载波 u_{ca1} 、 u_{ca2} 和对应调制波表示为式(3-24)和(3-25)

$$\begin{aligned}
 u_{ca1} = & \begin{cases} \frac{V_T}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi), & 2k\pi \leq \omega_c t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{V_T}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) + 2V_T, & (2k+1)\pi \leq \omega_c t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} & k = 0, 1, 2, 3, \dots \\
 u_{ca2} = & \begin{cases} \frac{V_T}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) - V_T, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{V_T}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) + V_T, & (2k+1)\pi \leq \omega_c t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} & k = 0, 1, 2, 3, \dots
 \end{aligned} \quad (3-24)$$

$$\begin{aligned}
 u_{s1}(t) = & \begin{cases} U_s \sin \omega_s t & 0 \leq \omega_s t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega_s t \leq 2\pi \end{cases} \\
 u_{s2}(t) = & \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega_s t \leq \pi \\ U_s \sin \omega_s t & \pi \leq \omega_s t \leq 2\pi \end{cases}
 \end{aligned} \quad (3-25)$$

其中， U_s 和 ω_s 为正弦调制波的幅值和角频率， V_T 和 ω_c 为三角载波的幅值和角频率。记载波比 $F = \omega_c / \omega_s$ ，调制比 $M = V_T / U_s$ ，并取 $\omega_c t = X$ ， $\omega_s t = Y$ 。记载波与调制波交点为采样点并假设在一个载波周期内，调制波不变。

对于采样点a，有

$$X_a = (2k+1 - M \sin Y)\pi \quad (3-26)$$

对于采样点b，有

$$X_b = (2k+1 + M \sin Y)\pi \quad (3-27)$$

可以得到一个载波周期内 $\omega_c t \in [2k\pi, 2(k+1)\pi]$, SPWM 波的函数

$$u_{AM1} = \begin{cases} 0 & (2k + M \sin Y)\pi \leq X < (2k + 1 - M \sin Y)\pi \\ V_{dc}/2 & (2k + 1 - M \sin Y)\pi \leq X \leq (2k + 1 + M \sin Y)\pi \\ 0 & (2k + 1 + M \sin Y)\pi \leq X < 2(k+1)\pi \end{cases} \quad 0 \leq Y < \pi$$

$$u_{AM2} = \begin{cases} -V_{dc}/2 & 2k\pi \leq X < (2k + 1 + M \sin Y)\pi \\ 0 & (2k + 1 + M \sin Y)\pi \leq X \leq (2k + 1 - M \sin Y)\pi \\ -V_{dc}/2 & (2k + 1 - M \sin Y)\pi \leq X \leq 2(k+1)\pi \end{cases} \quad \pi \leq Y < 2\pi$$

(3-28)

将式(3-28)两分段表达式进行双重傅立叶逆变换, 分别得到 u_{AM1} 和 u_{AM2} 的双重傅立叶级数表达式, 进行代数相加并整理得到整流桥输入电压的傅立叶级数表达式

$$\begin{aligned} u_{AM}(\omega_s t, \omega_c t) &= u_{AM1}(\omega_s t, \omega_c t) + u_{AM2}(\omega_s t, \omega_c t) \\ &= \frac{A'_{00} + A''_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [(A'_{0n} + A''_{0n}) \cos n\omega_c t + (B'_{0n} + B''_{0n}) \sin n\omega_s t] \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} [(A'_{m0} + A''_{m0}) \cos m\omega_c t + (B'_{m0} + B''_{m0}) \sin m\omega_s t] \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} [(A'_{mn} + A''_{mn}) \cos(m\omega_c t + n\omega_s t)] \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} [(B'_{mn} + B''_{mn}) \sin(m\omega_c t + n\omega_s t)] \end{aligned} \quad (3-29)$$

整理得到整流桥输入电压的完整谐波表达式

$$\begin{aligned} u_{AM}(\omega_c t, \omega_s t) &= \frac{MV_{dc}}{4} \sin \omega_s t + \frac{V_{dc}}{2m\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{J_n}{2l-1} (mM\pi) \cos mF\omega_s t \\ &\quad + \frac{V_{dc}}{2m\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} J_n (mM\pi) \sin [(mF+n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (3-30)$$

对载波反相层叠调制方法做同样分析, 得到整流桥输入电压的完整谐波表达式为

$$u_{AM}(\omega_{cr}, \omega_{st}) = \frac{Mu_{dc}}{4} \sin \omega_{st} \pm \frac{u_{dc}}{2m\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} J_n (Mm\pi) \times \sin [(mF+n)\omega_{st}] \quad (3-31)$$

比较式(3-30)、(3-31)可知采用载波同相层叠和反向层叠调制方法得到的开关电压谐波分量具有以下共性和差异: 1. 包含相同的基波分量; 2. 都含有边带谐波; 3. 前者包含载波以及载波谐波。

从改善输出波形效果分析,采用载波同相层叠调制方法时,输入电压含有载波以及载波的奇次谐波,谐波能量主要集中于载波频率点,此处谐波幅值也较其他频率点大;而采用载波反相层叠调制方法时,谐波主要为边带谐波。三相系统线电压中,载波频率的谐波相互抵消,因此同相载波调制法对波形的改善效果要好于反相层叠载波调制。

3.6 本章小结

本章主要研究了 VIENNA 整流拓扑的调制方法。分析了 VIENNA 拓扑的矢量分布以及相较于其他三电平拓扑矢量分布具有的特点与限制,在最近三矢量合成方法基础上详细分析了基于两电平实现的 VIENNA 空间矢量调制方法。比较了适用于 VIENNA 整流拓扑的两种常见载波调制方法并通过傅立叶分析说明各自谐波分布特点。

4 VIENNA 整流器控制方法的研究

整流器的控制有两个基本目标，一是控制网侧电流在受控功率因数下实现正弦化；二是稳定直流侧输出电压。对于多电平结构还需要考虑电容中点电位平衡问题。针对上述控制目标，控制系统通常包括一个电流环节用来跟随目标电流，一个电压环节用来控制输出电压的稳定性，电压控制器的输出是指令电流的幅值给定。电流控制技术从大类上可以分为间接电流控制和直接电流控制^[35]。由第二章分析可知，VIENNA 整流器输入可以等效为受控电压源，因此可以通过对三相整流桥输入电压的 PWM 控制来控制网侧电流，是一种间接电流控制，间接电流控制优点在于无需设置电流反馈控制，控制系统简单、概念清晰；但是动态响应慢，不利于工程上应用。直接电流控制相较于间接电流控制主要区别在于增加了电流的闭环控制，通过控制器去跟踪目标电流，提高了系统的动态性能，增强了系统的鲁棒性^[36]。

4.1 控制器设计

4.1.1 控制器设计原则

从期望的暂态响应来分析和指导系统的控制器设计。根据第二章对数学模型的建立可知，整流器交流侧可以等效为受 PWM 控制的受控电压源，如图 4.1 所示。

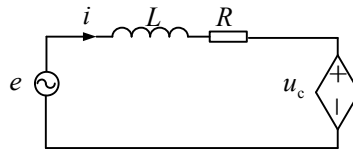


图 4.1 交流侧等效模型

Fig.4.1 Equivalent model of the ac side

其中 u_c 表示受控电压源，对于整流器来说 e 表示网侧电压， L 、 R 为交流侧输入电感、等效电阻。受控电压源可表示为式(4-1)的形式， $d(t)$ 表示内环输出信号， $u_{dc}(t)$ 表示等效输出电压。

$$u_c = d(t) \cdot u_{dc}(t) \quad (4-1)$$

由基尔霍夫定理

$$\frac{Ldi(t)}{dt} = e(t) - Ri(t) - u_c(t) \quad (4-2)$$

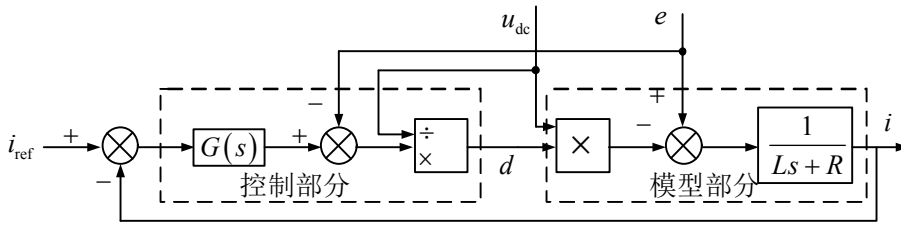


图 4.2 电流内环闭环系统框图

Fig.4.2 control structure of the current loop

图 4.2 所示为典型的电流内环闭环控制结构图，其中输出和输入电压信号作为前馈用以消除外部扰动。

① 控制量为直流量，参考电流记为式

$$i_{\text{ref}}(t) = A \quad (4-3)$$

在频域中变换为 $I_{\text{ref}}(s) = A/s$ ，期望的输出电流记为

$$i(t) = A(1 - e^{-\omega_c t}) \quad (4-4)$$

将式(4-4)变换到频域中

$$I(s) = A \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_c} \right) = \frac{A}{s} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = I_{\text{ref}}(s) \cdot T_{\text{dc}}(s) \quad (4-5)$$

由图 4.2 的控制结构

$$\frac{I(s)}{I_{\text{ref}}(s)} = \frac{G(s)(Ls + R)^{-1}}{1 + G(s)(Ls + R)^{-1}} \quad (4-6)$$

$$\frac{G(s)(Ls + R)^{-1}}{1 + G(s)(Ls + R)^{-1}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4-7)$$

整理可得 $G(s) = \omega_c(Ls + R)/s = K_p + K_i/s$ ，其中 $K_p = \omega L$, $K_i = R\omega_c$ ；符合 PI 控制器的形式。

② 控制量为正弦量，参考电流记为式

$$i_{\text{ref}}(t) = A \sin(\omega_0 t) \quad (4-8)$$

进行 Laplace 变换

$$I_{\text{ref}}(s) = A\omega_0 / (s^2 + \omega_0^2)$$

使用 PI 控制器

$$I(s) = \frac{A\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = A \frac{\omega_0 \omega_c}{\omega_c^2 + \omega_0^2} \left(\frac{-s + \omega_c}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{1}{s + \omega_c} \right) \quad (4-9)$$

对上式进行 Laplace 反变换，得到时域表达式

$$i(t) = A \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_0^2}} \left(\sin \left(\omega_0 t - t \arctan \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) - \omega_0 e^{-\omega_c t} \right) \quad (4-10)$$

分析式(4-10)可知, 稳态时存在幅值和相角误差, 当 ω_c 远大于 ω_0 时

$$\begin{cases} A \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_0^2}} \approx A \\ \sin\left(\omega_0 t - \tan^{-1} \frac{\omega_0}{\omega_c}\right) - \omega_0 e^{-\omega_c t} \approx \sin \omega_0 t \end{cases} \quad (4-11)$$

但此时带宽过大, 造成输出曲线畸变过大。

记期望的时域相应曲线方程为式(4-12), 期望目标: 稳态时无幅值和相角误差。

$$i(t) = A(1 - e^{-\omega_c t}) \sin(\omega_0 t) \quad (4-12)$$

将式(4-12)变换到频域中

$$I(s) = \frac{A\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{(s + \omega_c)^2 + \omega_0^2} = I_{\text{ref}} \cdot T_{\text{AC}}(s) \quad (4-13)$$

推出

$$\frac{G(s)(Ls + R)^{-1}}{1 + G(s)(Ls + R)^{-1}} = \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{(s + \omega_c)^2 + \omega_0^2} \quad (4-14)$$

即

$$G(s)(Ls + R)^{-1} = \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4-15)$$

得到控制器表达式

$$G(s) = \frac{(Ls + R)(2\omega_c s + \omega_c^2)}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4-16)$$

将式(4-16)展开

$$G(s) = 2L\omega_c + \frac{(2R\omega_c + L\omega_c^2)s + (R\omega_c^2 + 2L\omega_c\omega_0^2)}{s^2 + \omega_0^2} = K_p + \frac{K_R s + K}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4-17)$$

相比较 PR 控制器表示式 $K_p + K_R / (s^2 + \omega_0^2)$ 多了一项表达式 $K / (s^2 + \omega_0^2)$ 。其中, $K_p = 2L\omega_c$ 、 $K_R = (2R\omega_c + L\omega_c^2)$ 、 $K = (R\omega_c^2 + 2L\omega_c\omega_0^2)$ 。

从期望暂态响应的角度分析了适用于直流量和交流量跟踪的控制器形式, 表明对直流量的跟踪可以通过 PI 控制器实现; 对于交流量的跟踪若使用 PI 控制器会出现幅值和相角上的稳态误差, 需要通过 PR 控制器来实现对交流量的稳态跟踪。

4.1.2 瞬时功率理论

在本文中采用瞬时功率理论进行分析^[37]。

① 三相 abc 静止坐标系下瞬时功率的计算

对于三相电路, 在直角坐标系中将瞬时电压矢量 \mathbf{u}_{abc} 和瞬时电流矢量 \mathbf{i}_{abc} 分解为 $\mathbf{u}_{\text{abc}} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ 和 $\mathbf{i}_{\text{abc}} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ 。瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 分别定义为 \mathbf{u}_{abc} 、 \mathbf{i}_{abc} 的标量积和矢量积。在三相 abc 坐标系下记为

$$\begin{cases} p = \mathbf{u}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = |\mathbf{u}_{abc}| |\mathbf{i}_{abc}| \cos \varphi = |\mathbf{u}_{abc}| i_p \\ q = \mathbf{u}_{abc} \times \mathbf{i}_{abc} = u_a^* i_a + u_b^* i_b + u_c^* i_c = |\mathbf{u}_{abc}| |\mathbf{i}_{abc}| \sin \varphi = |\mathbf{u}_{abc}| i_q \mathbf{k} \end{cases} \quad (4-18)$$

式(4-18)中, u_a^* 、 u_b^* 、 u_c^* 为 $\begin{bmatrix} u_a^* & u_b^* & u_c^* \end{bmatrix}^T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_c - u_b & u_a - u_c & u_b - u_a \end{bmatrix}^T$, \mathbf{k} 为垂直于 \mathbf{u}_{abc} 与 \mathbf{i}_{abc} 构成平面的单位矢量。写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \\ u_a^* & u_b^* & u_c^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

由于无功功率 q 为矢量形式, 可将瞬时无功功率表示为

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |u_b & u_c| & |u_c & u_a| & |u_a & u_b| \\ |i_b & i_c| & |i_c & i_a| & |i_a & i_b| \end{bmatrix}^T \quad (4-20)$$

② 两相静止坐标系下瞬时功率的计算

将三相静止坐标系下变量变换到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中, 得到电压矢量和电流矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系中的形式

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 \end{bmatrix}^T$$

等量变换下, 瞬时有功和无功表达式为

$$\begin{cases} p = \mathbf{u}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) \\ q = \mathbf{u}_{\alpha\beta} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} (u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \mathbf{k} \end{cases} \quad (4-21)$$

其中, \mathbf{k} 为垂直 $\alpha\beta$ 平面的单位矢量, q 的模值为 $3(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta)/2$ 。

③ 两相旋转坐标系下瞬时功率的计算

将三相坐标系下的变量 \mathbf{u}_{abc} 和 \mathbf{i}_{abc} 经过等量坐标变换矩阵 $\mathbf{T}_{abc/dq0}$ 得到同步旋转坐标系下的形式为

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T。$$

在等量变换矩阵下, 瞬时功率 p 和 q 为

$$\begin{cases} p = \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) \\ q = \mathbf{u} \times \mathbf{i} = \frac{3}{2} (u_q i_d - u_d i_q) \mathbf{k} \end{cases} \quad (4-22)$$

记交流相电压幅值为 U_m , 则在三相平衡状态下 $u_d = U_m$, $u_q = 0$ 。式(4-22)可记为

$$\begin{cases} p = 1.5 U_m i_d \\ q = -1.5 U_m i_q \mathbf{k} \end{cases} \quad (4-23)$$

4.2 基于 PI 算法实现的 VIENNA 整流器电流控制策略

4.2.1 PI 控制器设计原则

工程应用中常采用震荡指标法和最佳整定法去设计典型的 I 型系统和 II 型系统。最佳整定法又称为模最佳整定法，所谓模最佳是指闭环系统幅频特性的模值 M 等于 1，也即

$$M(\omega) = |C(j\omega)| = 1 \quad (4-24)$$

按照模最佳的设计原则设计的控制系统可以获得最佳的跟随性能，同时系统的稳态误差为零。

列写典型 I 型系统的闭环传递函数

$$C_1(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-25)$$

上述传递函数的幅频特性模值为

$$M(\omega) = |C_1(j\omega)| = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega^2}} = \frac{1}{1 + (4\xi^2 - 2)\frac{\omega_n^2}{\omega^2} + \frac{\omega^4}{\omega_n^4}} \quad (4-26)$$

一定频带内使得典型 I 型系统传递函数的幅频特性模值为 1 的条件是 ω 远小于 ω_n ，并且 $4\xi^2 - 2 = 0$ ，即得

$$\xi = \sqrt{1/2} \approx 0.707 \quad (4-27)$$

列写典型 II 型系统的闭环传递函数

$$C_2(s) = \frac{b_0 s + b_1}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \quad (4-28)$$

期望目标为闭环传递函数幅频特性模值为 1，令 $b_0 = a_2$ ， $b_1 = a_3$

可得简化的传递函数

$$C_2'(s) = \frac{a_2 s + a_3}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \quad (4-29)$$

上述传递函数的幅频特性模值为

$$\begin{aligned} M(\omega) &= |C_2'(j\omega)| = \sqrt{\frac{a_3^2 + a_2^2 \omega^2}{(a_3 - a_1 \omega^2)^2 + \omega^2 (a_2 - a_0 \omega^2)^2}} \\ &= \sqrt{\frac{a_3^2 + a_2^2 \omega^2}{a_3^2 + (a_2^2 - 2a_1 a_3) \omega^2 + (a_1^2 - 2a_0 a_2) \omega^4 + a_0^2 \omega^6}} \end{aligned} \quad (4-30)$$

一定频带内使得典型 II 型系统传递函数的幅频特性模值趋近于 1，略去分子中的 $a_2^2 \omega^2$ 项和分母中的 $a_0^2 \omega^6$ 项，得到满足上述整定要求的条件为

$$\begin{cases} a_2^2 - 2a_1 a_3 = 0 \\ a_1^2 - 2a_0 a_2 = 0 \end{cases} \quad (4-31)$$

4.2.2 电流内环控制器设计

分析 dq 坐标系下 VIENNA 整流器数学模型可知, 对于三相交流对称系统, 若只考虑交流基波分量, 那么稳态时的 VIENNA 整流器 d、q 轴分量均为直流量。根据整流器的控制目标, 采用双闭环结构。重新列写 dq 坐标系下 VIENNA 整流器数学模型

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q - u_d + e_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d - u_q + e_q \end{cases} \quad (4-32)$$

稳态下定义

$$\begin{cases} u_1 = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\ u_2 = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \end{cases} \quad (4-33)$$

经过 Laplace 变换后可得

$$\begin{cases} u_1(s) = (sL + R)i_d(s) \\ u_2(s) = (sL + R)i_q(s) \end{cases} \quad (4-34)$$

式(4-34)表示两个一阶惯性环节, 可以通过两个 PI 环节实现, 即

$$\begin{cases} u_1(s) = \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_{d_ref} - i_d) \\ u_2(s) = \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_{q_ref} - i_q) \end{cases} \quad (4-35)$$

其中 K_{ip} 、 K_{il} 表示电流内环 PI 调节器 PI 的比例增益和积分增益; i_{d_ref} 、 i_{q_ref} 分别表示电流内环 d 轴和 q 轴电流的给定值。将式(4-35)代入式(4-32)可得当电流内环调节器采用 PI 调节器时的控制方程

$$\begin{cases} u_d = e_d - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_{d_ref} - i_d) + \omega Li_q \\ u_q = e_q - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_{q_ref} - i_q) - \omega Li_d \end{cases} \quad (4-36)$$

同步坐标系下电流 i_d 和 i_q 存在耦合, 不利于控制器设计, 采用前馈解耦消除耦合项, 根据解耦目标设定

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} \quad (4-37)$$

得到解耦后电流内环控制结构图

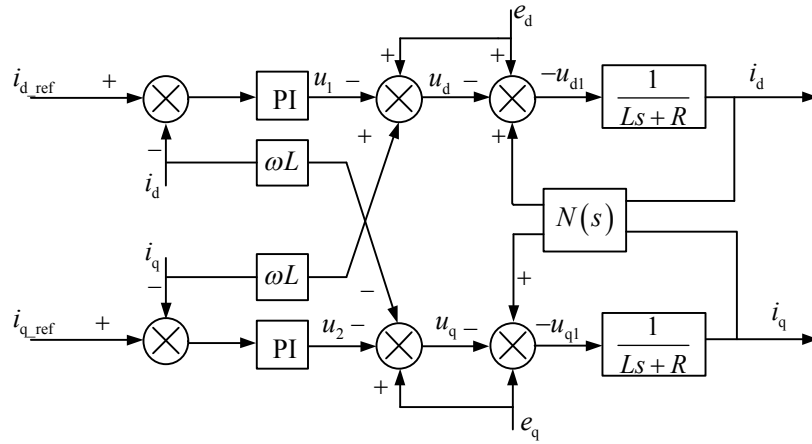


图 4.3 同步坐标系下电流内环解耦控制框图

Fig.4.3 Decoupling control of current loop under two-phase rotary coordinate system

比较式(4-36)和(4-37)可得

$$Ls \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R - K_{11} & \omega L - K_{12} \\ -\omega L - K_{21} & -R - K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} \quad (4-38)$$

进一步整理可得

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} Ls + R + K_{22} & -\omega L + K_{12} \\ \omega L + K_{21} & Ls + R + K_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} \quad (4-39)$$

其中

$$M = -\frac{1}{(Ls + R + K_{11})(Ls + R + K_{22})(\omega L + N_{21})(\omega L - N_{12})}$$

进一步可以得到相对增益

$$G_{11} = G_{22} = \frac{(Ls + R + N_{11})(Ls + R + N_{22})}{(Ls + R + N_{11})(Ls + R + N_{22}) + (\omega L + N_{21})(\omega L - N_{12})} \quad (4-40)$$

由式(4-41)可知, 要想实现解耦, 需满足 $G_{11} = G_{22} = 1$, 此时有

① $N_{11} = -\omega L$ 并且 $N_{12} = \omega L$, 此时对应的传递函数矩阵为对角阵, 系统完全解耦。

② $N_{21} = -\omega L$ 或 $N_{21} = \omega L$, 此时对应的传递函数矩阵为上三角或下三角矩阵, 此时系统也是解耦的。

一般情况下令 $N_{11} = N_{22} = 0$, $N_{21} = -\omega L$, $N_{12} = \omega L$, 可以得到电流内环的传递函数为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Ls + R} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Ls + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} \quad (4-42)$$

比较式(4-35)和式(4-42)易得

$$\begin{cases} u_{d1} = -(Ls + R)(i_d) = -u_1 = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_{d_ref} - i_d) \\ u_{q1} = -(Ls + R)(i_q) = -u_2 = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_{q_ref} - i_q) \end{cases} \quad (4-43)$$

由式(4-20)可知, 经过图 4.3 的解耦, 交流侧输入电流的 d、q 分量实现了解耦控制。根据(4-3)□(4-7)推导可知对于直流量的跟踪, 可以通过设计 PI 控制器来实现。以对 i_d 的跟踪控制为例进行控制器参数设计, 经过图 4.3 解耦的 d 轴电流内环控制结构图为

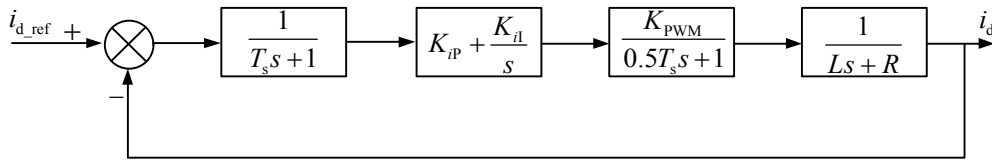


图 4.4 d 轴电流内环

Fig.4.4 Current loop of d axis

图中, T_s 为 PWM 载波周期, K_{PWM} 为整流桥等效 PWM 增益。将 PI 调节器写成零极点形式, 即

$$K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} = K_{ip} + \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i}, \quad K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i}$$

合并小时间常数 $T_s / 2$ 和内环采样周期 T_s , 得到经过简化的电流内环控制结构图

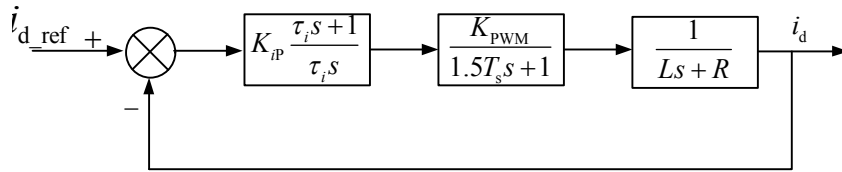


图 4.5 电流内环简化框图

Fig.4.5 Simplified control chart of current loop

按照 I 型系统进行电流控制器设计。进行零极点对消得到开环传递函数

$$W_{oi}(s) = \frac{K_{ip} K_{PWM}}{R \tau_i s (1.5T_s s + 1)} \quad (4-44)$$

按照最佳整定法设计参数, 即有

$$\frac{1.5T_s K_{ip} K_{PWM}}{R\tau_i} = \frac{1}{2} \quad (4-45)$$

解得电流内环 PI 调节器两个参数的计算公式为

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{R\tau_i}{3T_s K_{PWM}} \\ K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{R}{3T_s K_{PWM}} \end{cases} \quad (4-46)$$

进而得到电流内环闭环传递函数为

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip}K_{PWM}}s + \frac{1.5T_s R\tau_i}{K_{ip}K_{PWM}}s^2} \quad (4-47)$$

二次项相对其他项系数较小，略去高次项，式(4-47)简化为

$$W_{ci}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip}K_{PWM}}s} \quad (4-48)$$

将式（4-26）中 K_{ip} 算式代入可得简化的电流内环闭环传递函数

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (4-49)$$

上式表明按照典型 I 型系统设计电流内环时，可将内环近似等效为一个时间常数为 $3T_s$ 的惯性环节，开关频率越高，动态响应越快。

4.2.3 电压外环控制器设计

在多级系统中，VIENNA 整流器一般还要作为下级电源的输入，直流侧电压的稳定性与抗干扰性是衡量系统性能的一个重要指标。电压外环的输出是交流侧电流的指令值，为了保证内环的稳定性，电压外环的调节速度一般比内环调节器慢得多。依据瞬时功率理论，在等量坐标变换下，输入有功 $P_{ac} = 1.5e_d i_d$ ，直流侧输出 $P_{dc} = u_{dc} i_{dc}$ 。当外环采用 PI 控制器时，结合功率守恒原则和 4.2 节推导出的电流内环传递函数，得到电压外环控制结构图。

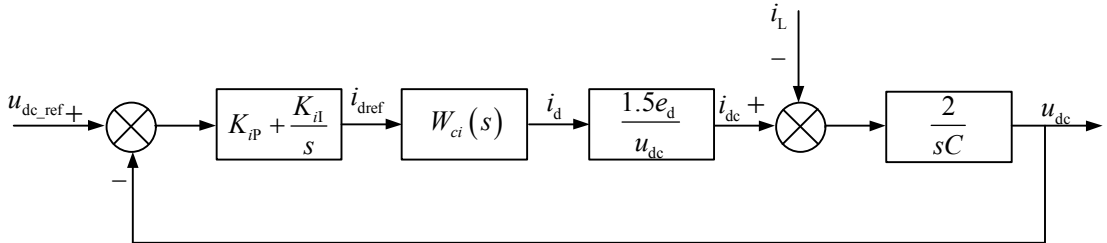


图 4.6 电压外环控制结构

Fig.4.6 control chart of voltage loop

合并两个惯性环节的小时间常数，不考虑负载电流扰动，得到简化的电压外环控制结构图

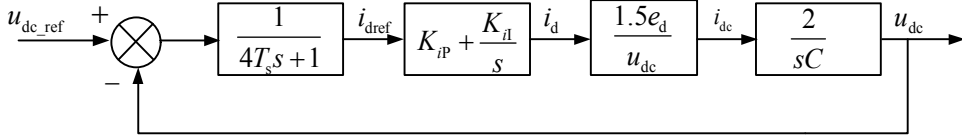


图 4.7 电压外环控制结构简化结构图

Fig.4.7 Simplified control chart of voltage loop

在设计该环节时，应着重考虑系统的抗干扰性能，一阶系统具有较好的跟随性能，但是抗干扰性较差，因此电压外环按照典型 II 型系统进行电压调节器的设计，由图 4.7 得开环传递函数为

$$W_{ou}(s) = \frac{3e_d K_{up} (\tau_u s + 1)}{Cu_{dc} \tau_u s^2 (4T_s s + 1)} \quad (4-50)$$

外环在中频段以 -20 dB 斜率下降，在低频段和高频段以 -40 dB 斜率下降，由此可定义电压外环的中频带宽 h_u 为 $h_u = \tau_u / 4T_s$ ，由典型二型系统控制器参数的整定关系，可得参数关系

$$\frac{3e_d K_{up}}{Cu_{dc} \tau_u} = \frac{h_u + 1}{2h_u^2 (4T_s)^2} \quad (4-51)$$

工程上，在提高电流响应速度的同时还要一定的抗扰性能，常取 $h_u = 5$ ，结合典型二型系统参数设计关系得参数表达式

$$\begin{cases} K_{up} = \frac{Cu_{dc}}{3e_d} \cdot \frac{6}{2\tau_u} = \frac{Cu_{dc}}{20T_s e_d} \\ K_{ul} = \frac{K_{up}}{\tau_u} = \frac{Cu_{dc}}{400T_s^2 e_d} \end{cases} \quad (4-52)$$

4.3 基于 PR 算法实现的 VIENNA 整流器电流控制策略

PI 控制器以其性能稳定、控制器设计成熟已经被广泛应用于工业控制领域。由 4.21 节分析可知，当给定目标量为直流信号时，利用 PI 控制器可以实现目标量的零误差跟踪。当给定目标量为正弦信号（如三相电流）时，常规的 PI 控制器无法实现零稳态误差跟踪。由第二章分析可知，将三相电流在同步旋转坐标系下经过等量坐标变换可以将对三相电流的跟踪控制转变为对两相直流量 i_d 、 i_q 的控制，这样就可以按照传统 PI 控制器设计方法进行控制器参数设计，这种方法能在一定程度上克服 PI 控制器无法有效跟踪周期信号的缺点，但由于 dq 坐标系下 d、q 轴

分量之间存在交叉耦合，需要进行解耦控制；同时无法有效抗谐波扰动，在控制过程中需要进行多次三种坐标系下的坐标变换，有其明显的弊端，不利于实际应用。PI 控制器存在的缺点主要有以下两点：1.对 d、q 轴进行解耦后，两轴仍然存在耦合，并非完全解耦；2.输出电流受到电网电压影响，电网电压波动会影响到对被控目标的跟踪，抗干扰性较弱。

根据内模原理，反馈系统中必须包含与被控制信号相同的动力学模型才能实现控制量相角、幅值的零稳态误差跟踪。例如整流器电压外环控制量为直流电压，控制器中只要包含一个积分环节 $1/s$ 就能使系统无误差跟踪目标量，可以通过 PI 控制器实现对直流侧电压的跟踪；电流内环需要跟踪的为三相正弦电流，将 $\cos(\omega t)$ 、 $\sin(\omega t)$ 进行 Laplace 变换后可知，控制器中必须包含一个形如 $\omega^2/s^2 + \omega^2$ 或 $2s/s^2 + \omega^2$ 的环节才能实现对正弦量的跟踪。由第二章对 VIENNA 型拓扑数学模型的建立可知，相较于 abc 和 dq 坐标系下的数学模型， $\alpha\beta$ 坐标系下的两个轴上的变量没有耦合项。在两相静止坐标系下对三相输入电流的跟踪就变为对 α 、 β 两轴分量的控制，变换后的控制量仍为正弦量，因此可以通过比例谐振控制器对输入参考电流信号实现有效的跟踪。根据前边所述可知，对于正弦输入信号，控制器中必须包含一个形如 $\omega^2/s^2 + \omega^2$ 或 $2s/s^2 + \omega^2$ 的环节才能实现零稳态误差跟踪，因此比例谐振控制器通常有两种形式，可分别用式(4-53)和(4-54)表示。按照电网基波频率取 $\omega = 100\pi \text{ rad/s}$ ，绘制两种形式的谐振环节波特图，如图 4.7 所示。对比分析可知相比于 $\omega^2/s^2 + \omega^2$ ， $2s/s^2 + \omega^2$ 具有更好的相位特性，本文主要针对 $2s/s^2 + \omega^2$ 的形式进行分析^[38]。

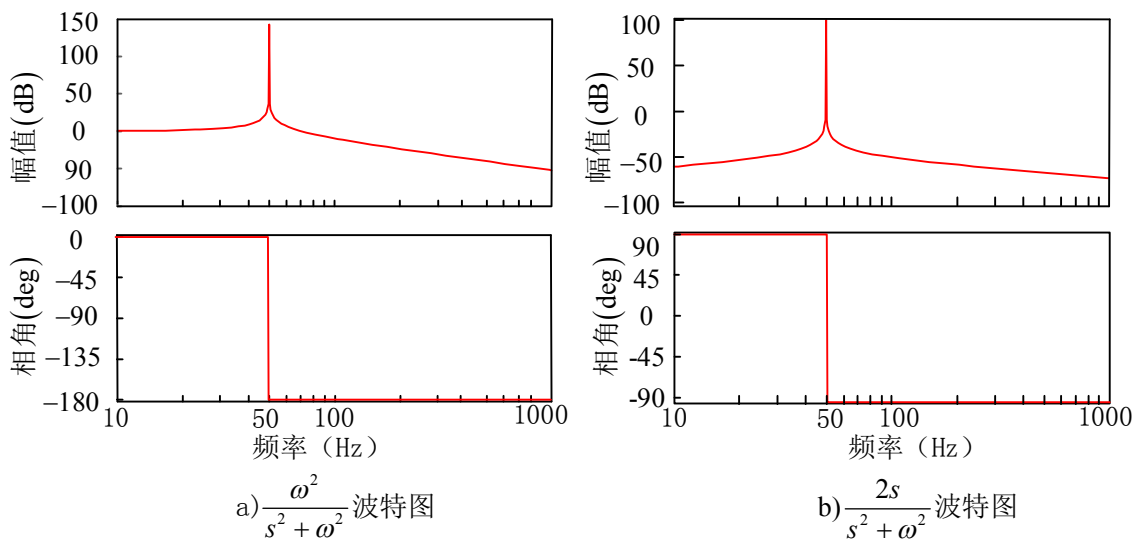


图 4.8 谐振环节波特图

Fig.4.8 Bode plot of Resonant link

$$G_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_R s}{s^2 + \omega^2} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{K_R s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (4-53)$$

$$G_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{\omega^2}{s^2 + \omega^2} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{\omega^2}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (4-54)$$

4.3.1 比例谐振原理分析

PR 控制器可以实现对交流信号的无静差控制，将 PR 控制应用于网侧电流跟踪，可以在两相静止坐标系下对电流进行调节，相比于 dq 坐标系下的模型简化了坐标变换，同时有利于低次谐波补偿，这些都有利于控制系统的设计^[39]。

PR 控制器，包含一个比例环节和一个谐振频率为 ω_0 的谐振环节。PR 控制器的传递函数为

$$G(s) = K_p + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4-55)$$

式(4-55)中， K_p 为比例系数， K_R 为谐振系数， ω_0 为谐振频率。

设输入正弦信号为， $e = A \sin(\omega t + \varphi)$ 当出现频率偏差时，输入信号变为 $e' = A \sin[(\omega + \Delta\omega)t + \varphi]$ ，记为 $E'(t)$ ，对 $E'(t)$ 进行拉普拉斯变换并经过谐振环节可得^[40]

$$\begin{aligned} & \frac{2s}{s^2 + \omega^2} E'(s) \\ &= L \left\{ A \sin \left[\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) t + \varphi \right] \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2}} + \frac{A \sin \left(\frac{\Delta\omega}{2} t + \varphi \right) \sin \left[\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) t \right]}{\omega + \frac{\Delta\omega}{2}} \right\} \end{aligned} \quad (4-56)$$

略去式(4-56)第二项可将上式简化为

$$\frac{2s}{s^2 + \omega^2} E'(s) = L \left\{ A \sin \left[\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) t + \varphi \right] \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2}} \right\} \quad (4-57)$$

当 $\Delta\omega \ll 1$ 时

$$\frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2}} \approx 0 \quad (4-58)$$

进一步可得

$$\frac{2s}{s^2 + \omega^2} E'(s) \approx 0 \quad (4-59)$$

由此可见当含有谐波分量的正弦信号经过 PR 调节器时,可以得到角频率为 ω 的正弦信号的期望积分信号,也即 PR 调节器具有频率选择性。由图 4.7b 可知,在谐振点处,PR 环节具有高增益,这一特性使得闭环系统能够实现无静差跟踪;同时在谐振频率点,相位由超前 90° 几乎成直线变为滞后 90° ,谐振点两侧频率点的增益主要取决于比例系数^[3]。

两相静止坐标系与两相旋转坐标系之间的变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta/dq} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4-60)$$

对 dq 坐标系下的电流调节器进行频域分析可推得 dq 坐标系下电流调节器对 d 轴电流的跟踪与 $\alpha\beta$ 坐标系下电流调节器对正弦电流指令的无静差跟踪是等效的。其推导关系图为

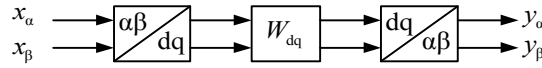


图 4.9 dq 坐标系与 $\alpha\beta$ 坐标系结构变换图

Fig.4.9 Structural transfer between dq and $\alpha\beta$ coordinate system

其中 $W_{dq}(t)$ 表示 dq 坐标系下 PI 调节器在时域中的表达式。暂不考虑耦合量,调节器的输入输出关系可表示为

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \left\{ W_{dq}(t) \cdot \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \right\} \quad (4-61)$$

利用拉普拉斯变换的性质结合欧拉公式对上式进行简化处理得到

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} W_{dq}(s+j\omega) + W_{dq}(s-j\omega) & jW_{dq}(s+j\omega) - jW_{dq}(s-j\omega) \\ -jW_{dq}(s+j\omega) + jW_{dq}(s-j\omega) & W_{dq}(s+j\omega) + W_{dq}(s-j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4-62)$$

通过上述处理, dq 旋转坐标系下的控制器就等效为两相静止坐标系下的控制器。前边分析可知, dq 坐标系下目标量是直流量,通过 $K_p + K_i/s$ 环节即可实现对目标指令的无静差跟踪,用式(4-62)推导出的两相静止坐标系下的等效控制器表达式为

$$G_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} & -\frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} & K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (4-63)$$

对比式(4-53)和式(4-63)可知，主对角线具有相同的形式，在两相静止坐标系下比例谐振控制器具有类似于两相旋转坐标系下比例积分控制器的控制性能，能够实现对正弦输入信号的无静差跟踪。

PR 控制器的扩展：控制系统内环结构采用对交流输入电流的直接闭环控制，通常情况下，输入电流除了基波电流外，还会叠加多个频率的谐波。为了实现 VIENNA 整流拓扑的准确调节，实现电流跟踪的无差性，需要针对多个不同频率的谐振变换器并联使用对特定次谐波进行补偿。三相变流系统的特征谐波可表示为 $6k \pm 1$ 次，因此只要着重针对 5、7、11、13、17 以及 19 次进行调节器设计，此时的调节器包含比例环节和针对上述次数谐波的谐振环节两部分，就能较为理想的跟踪目标电流量。典型形式为

$$u_{\alpha_ref} = e(s) \cdot \left(K_p + \sum_{k=5,7,9,11,13,17,19} \frac{K_{ik}s}{s^2 + (k\omega_0)^2} \right) \quad (4-64)$$

其中， $u_{\alpha_ref}(u_{\beta_ref})$ 表示控制器的输出量，也即 SVPWM 或 SPWM 调制的参考电压； $i_{\alpha}(i_{\beta})$ 表示实际测得的输入， ω_0 表示基频旋转角速度， K_p 表示调节器的比例环节， K_{ik} 表示广义积分环节的系数， $h=6k \pm 1$ ， $e(s)$ 代表参考电流与实际输入电流的差值。结构图为

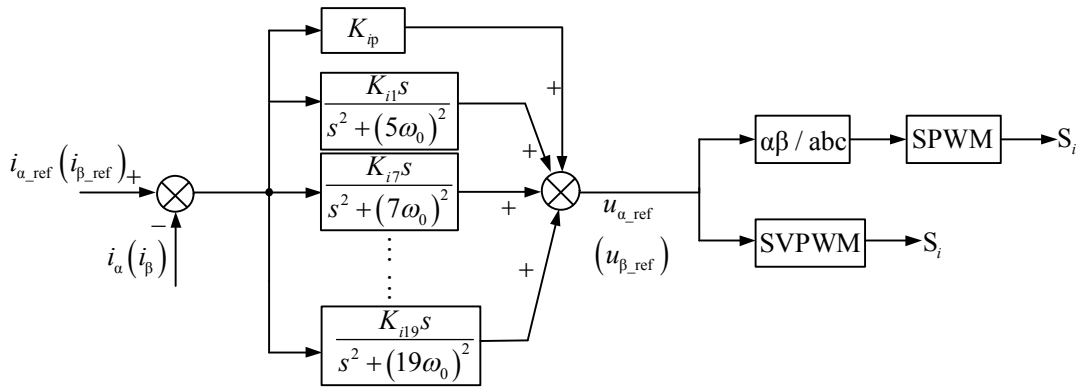


图 4.10 PR 控制器的扩展

Fig.4.10 The extension of PR controller

分析电网电动势对三相电流的影响，以 α 轴为例分析，由图 4.8 可得

$$i_{\alpha} = \frac{1}{Ls + R + G_{iPR} K_{PWM}} \cdot e_{\alpha} - \frac{1}{1 + \frac{Ls + R}{G_{iPR}(s) K_{PWM}}} \cdot i_{aref} \quad (4-65)$$

考虑 PR 控制器的幅频特性，代入电网基波频率，即 $s = j\omega_0$ 。

$$A_{PR}(\omega_0) = \sqrt{K_p^2 + \left(\frac{2K_R\omega_0}{-\omega_0^2 + \omega_0^2} \right)^2} \quad (4-66)$$

易知 $A_{PR}(\omega_0)$ 趋于无穷大, 式(4-65)第一项分母趋于无穷大, 第二项分母趋于 1, 即得

$$i_\alpha \approx 0 \times e_\alpha + 1 \times i_{ref} \quad (4-67)$$

式(4-67)表明电流无限趋近于参考电流, 同时能很好的抑制电网电动势波动的影响。

理想条件下的比例谐振调节器从数学计算上分析是严格无损的, 但是由于带宽过小, 当电网出现频率波动时在波动点增益太小, 严重影响控制器的幅值跟随, 因此不能在实际工程中直接运用, 在实际中可以用准 PR 控制器来代替, 其一般形式为

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (4-68)$$

式(4-68)中 K_p 表示比例系数, K_R 表示积分系数, ω_c 为截止频率, ω_0 为谐振频率。

4.3.2 控制器设计

结合 $\alpha\beta$ 坐标系下 VIENNA 型整流器的数学模型, 可得在 $\alpha\beta$ 坐标系下采用比例谐振控制器进行电流内环设计的控制结构图为

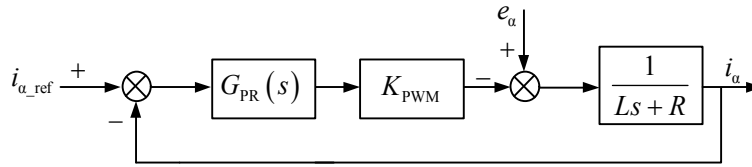


图 4.11 采用 PR 调节器的内环控制框图

Fig.4.11 Control chart of current loop by using PR controller

参数分析与设计

准 PR 控制器需要设置的参数分别为 K_p 、 K_R 、 ω_c , 令两个参数为定值, 分析第三个参数对控制器性能的影响^[41]。

① 令 $K_p = 0$ 、 $\omega_c = 5$, 分析 K_R 变化的影响。

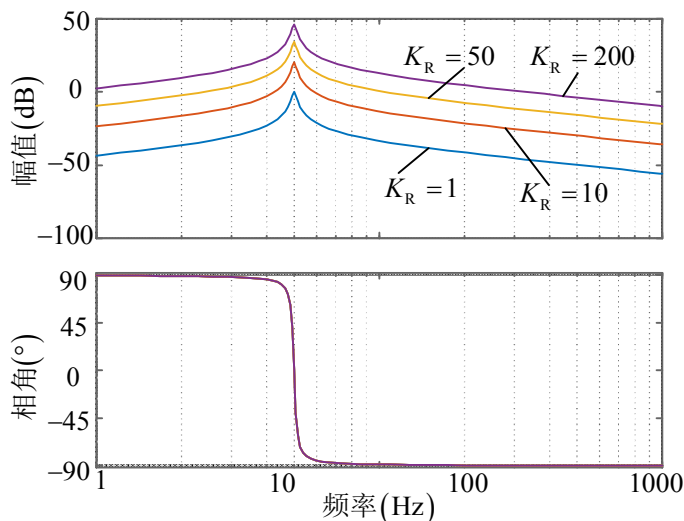

 图 4.12 K_R 变化时准 PR 控制器的波特图

 Fig.4.12 Bode plot of PR controller when K_R changes

分析图 4.11 可知, 随着 K_R 的增大, 幅频曲线平行上移, 谐振频率点增益变大也即 K_R 与峰值增益成正比关系。

② 令 $K_p = 0$ 、 $K_R = 10$, 分析 ω_c 变化的影响。

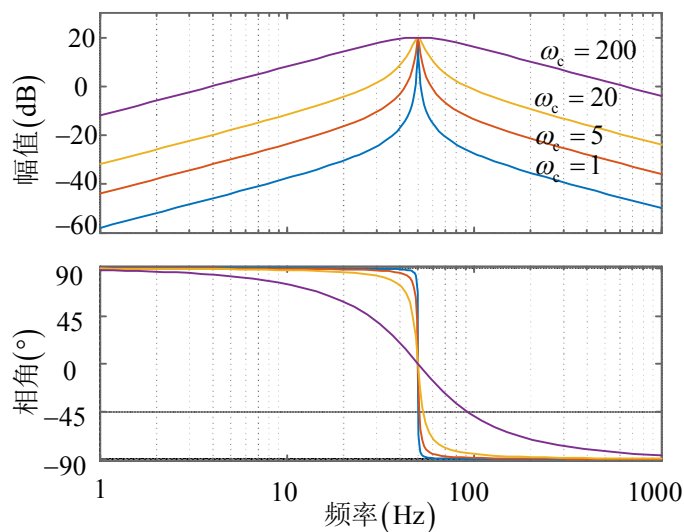

 图 4.13 ω_c 变化时准 PR 控制器的波特图

 Fig.4.13 Bode plot of PR controller when ω_c changes

分析图 4.9 可知, 随着 ω_c 的增大, 谐振点的增益不发生改变, 带宽随着 ω_c 的增大而增大。适当增大 ω_c 有利于增大带宽, 在一定程度上抑制电网波动带来的影响。根据带宽的定义可知, 当 $|G(j\omega)| = K_R / \sqrt{2}$ 时对应的两个频率之间的差值即为带宽。

令 $s = j\omega$ ， $K_p = 0$ ，由式(4-68)可得

$$G_{PR}(j\omega) = \frac{2jK_R\omega_c\omega}{-\omega^2 + 2j\omega_c\omega + \omega_0^2} = \frac{K_R}{1 + j(\omega^2 - \omega_0^2)/2\omega_c\omega} \quad (4-69)$$

推导出

$$(\omega^2 - \omega_0^2)/2\omega_c\omega = 1 \quad (4-70)$$

令 $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 代入式(4-69)可得

$$\frac{2\Delta\omega^2 + 2\Delta\omega\omega_0}{2\omega_c(\Delta\omega + \omega_0)} = \frac{\Delta\omega}{\omega_c} = 1 \quad (4-71)$$

其带宽为 $\omega_c/\pi\text{Hz}$ ，按照电网标准，频率波动范围不得超出 $\pm 0.5\text{Hz}$ ，保留一定带宽，即 $\omega_c/2\pi > 1$ 。适当增大带宽有利于提高系统的响应速度和对电流的跟随性能，另一方面随着带宽增大，开关频率等高频噪声对系统的扰动也会加大^[42]。因此考虑保留一定裕量，取 $\omega_c = 12\text{rad/s}$ 。

③ 令 $K_R = 10$ 、 $\omega_c = 10$ 分析 K_p 变化的影响

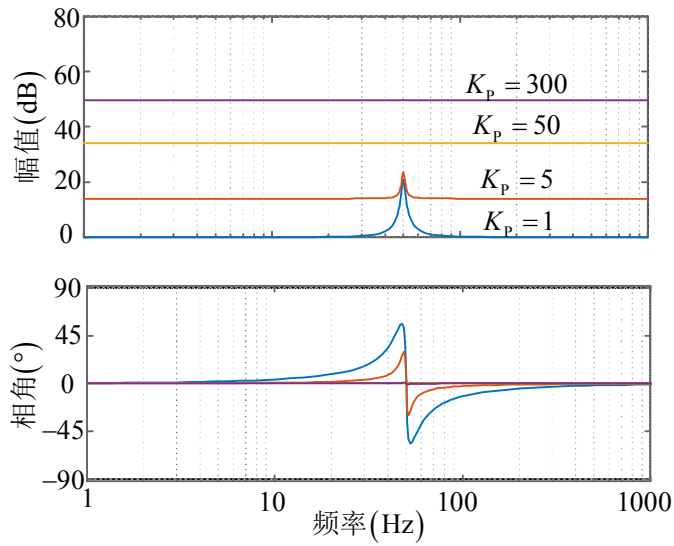


图 4.14 K_p 变化时准 PR 控制器的波特图

Fig.4.14 Bode plot of PR controller when K_p changes

分析图 4.14 可知， K_p 主要影响系统的带宽与稳定性。随着 K_p 的增大，带宽也随着增大，谐振效果被严重削弱，也即削弱了比例谐振控制器对频率的选择性，易造成谐振频率与其他频率点的相互干扰，不利于系统的稳定性。

根据以上分析对参数的设置一般遵循以下过程：根据截至频率带宽要求选择 ω_c ，根据系统增益要求选择谐振系数 K_p ，根据峰值要求选取积分系数 K_R 。依据图 4.10 得到基于准 PR 控制的开环传递函数

$$\begin{aligned}
 G(s) &= \left(K_P + \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \cdot \frac{K_{PWM}}{Ls + R} \\
 &= \frac{K_{PWM}K_P s^2 + 2K_{PWM}\omega_c(K_P + K_R)s + K_{PWM}K_P\omega_0^2}{Ls^3 + (2L\omega_c + R)s^2 + (2R\omega_c + L\omega_0^2)s + R\omega_0^2}
 \end{aligned} \quad (4-72)$$

系统电流内环闭环传递函数为

$$\begin{aligned}
 G'(s) &= \frac{G(s)}{1 + G(s)} \\
 &= \frac{K_{PWM}K_P s^2 + 2K_{PWM}\omega_c(K_P + K_R)s + K_{PWM}K_P\omega_0^2}{Ls^3 + (K_{PWM}K_P + 2L\omega_c + R)s^2 + (2K_{PWM}K_P\omega_c + 2K_{PWM}K_P\omega_c + 2R\omega_c + L\omega_0^2)s + (K_{PWM}K_P + R)\omega_0^2}
 \end{aligned} \quad (4-73)$$

在 $\omega_c = 12 \text{ rad/s}$ 基础上利用 matlab-viso 设计工具^[18]，按照期望的环路特性配置式 4-76 中的参数，取 $K_P = 1.2$ 、 $K_R = 17.3$ 。

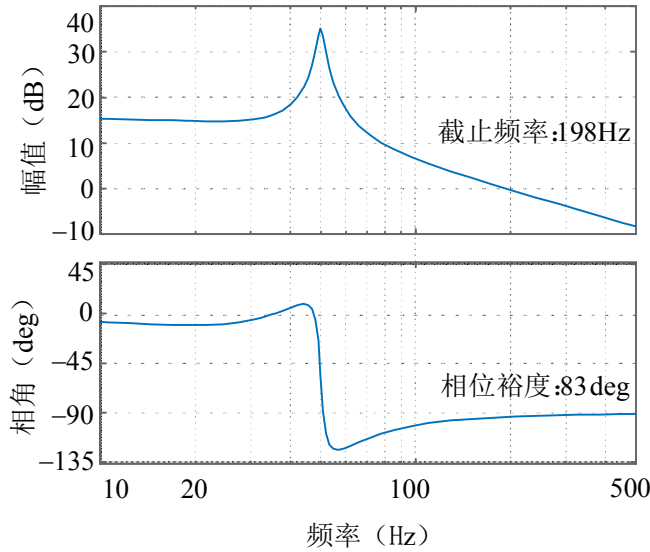


图 4.15 电流内环开环 bode 图

Fig.4.15 Bode plot of current opening loop

图 4.15 所示为开环传递函数的 bode 图。系统截止频率为 198Hz，能够很好的抑制五次及其以上谐波；相角裕度为 83 度，具有很好的稳定性。

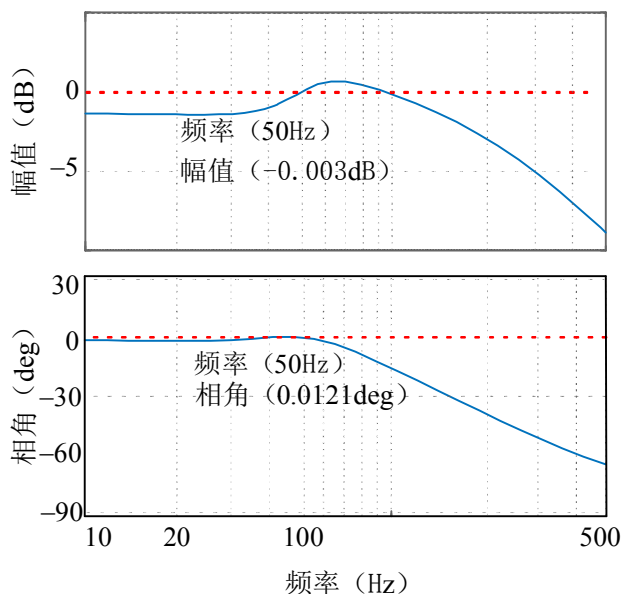


图 4.16 电流内环闭环 bode 图

Fig.4.16 Bode plot of current closed loop

图 4.16 所示为系统的闭环传递函数 bode 图。闭环系统在基波频率处的增益为 -0.003dB ，相位差为 0.012deg ，能够对参考量的相位、幅值进行有效跟踪。

4.4 中点电位平衡

4.4.1 载波调制下中点电位平衡控制

按照图 2.7 中电流方向规定进行分析。中点电流的流入流出是造成中点电位不平衡的主要因素，除此之外，开关管与直流侧两个电容特性的不一致以及扰动的存在也会导致上下电容之间出现电压偏差。只要有开关直接与电容中点相连就会影响到中点电位，同时中点电流流向决定了中点电位电压偏移方向^[43]，即当电流流入时对电容 C_2 充电，抬高中点电位；当电流从中点流出时，电容 C_2 放电，拉低中点电位^[44]。

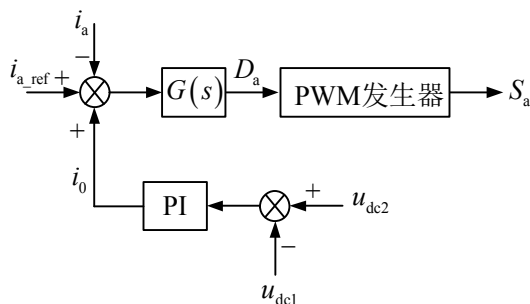


图 4.17 注入零序电流调节中点电位原理图

Fig.4.17 Neutral-point balancing control through Zero sequence current injection

因此可以通过对中点电流 i_M 的控制来平衡中点电位。图 4.16 中, i_{a_ref} 为 a 相参考电流信号, $G(s)$ 为电流控制器, D_a 为控制器输出的调制波。记两电容差值 Δu , 即

$$\Delta u = u_{dc2} - u_{dc1} = \int_{t_1}^{t_2} i_M dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} (S'_a i_a + S'_b i_b + S'_c i_c) dt \quad (4-74)$$

式(4-74)表明中点电流 i_M 与三相开关状态有关; 由图 4.16 可知在载波调制中开关状态由参考电流信号与实际电流值比较并经过控制器得到, 因此可以通过对三相电流参考信号注入零序电流分量的方法来改变调制信号 D_a 。加入 i_0 后电流参考信号为

$$\begin{cases} i'_{a_ref} = i_{a_ref} + i_0 \\ i'_{b_ref} = i_{b_ref} + i_0 \\ i'_{c_ref} = i_{c_ref} + i_0 \end{cases} \quad (4-75)$$

加入电流偏移 i_0 后, 通过改变两个电容电流注入量调节 Δu 。以扇区 I 为例分析当 C_1 两端电压 u_{dc1} 高于 C_2 两端电压 u_{dc2} 时中点电位平衡机理。

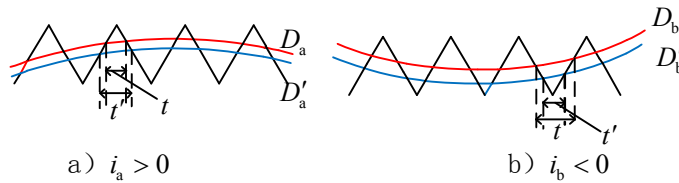


图 4.18 载波调制中点平衡机理

Fig.4.18 Neutral-point balancing mechanism in carrier modulation

此时 $\Delta u < 0$, $i_0 < 0$, 调制波由 D_a 变为 D'_a 。

i_a 处于正半周期, 在一个开关周期内 a 相导通时间由 t 变为 t' , $t < t'$; i_b 处于负半周期, 一个开关周期内 b 相开关管导通时间由 t 变为 t' , $t > t'$, i_c 分析同 i_b 。由此可见在扇区 I 中注入负的零序电流 i_0 会使电路开关 $S'_a S'_b S'_c$ 更多时间以 (100) 的开关组合工作, 在一个开关周期内中点注入电流平均值为正, 抬高中点电位。三相三线制系统中零序电流 i_0 是一个幅值相对于调制信号很小的纹波信号, 不会影响到三相输入电流的波形, 改变的只是控制器输出的调制信号 D_a [45]。

4.4.2 空间矢量调制下中点电位平衡控制

对于多电平电路必须考虑多电容均压问题, 具体到三电平电路就是控制两个直流侧电容中点平衡。记两电容初始电压分别为 u_{dc10} 和 u_{dc20} , 根据基本电路原理易知电容电压和流过电容的电流满足。

$$\begin{cases} u_{dc1} = u_{dc10} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1} dt \\ u_{dc2} = u_{dc20} + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_{C2} dt \end{cases} \quad (4-76)$$

当电流 i_0 从中点流入，此时对应电容 C_1 放电，电容 C_2 充电；当有电流从电容中点流出，此时对应电容 C_1 充电，电容 C_2 放电。充放电不平衡导致中点电位升高或降低^[46]。分析各个矢量对中点电位的影响，首先列写出 VIENNA 型拓扑结构可用的 25 种开关状态及其对应矢量。

表 4.1 矢量分布与开关组合

Tab.4.1 Vector distribution and switch combination

矢量	$S_a S_b S_c$	$S'_a S'_b S'_c$	矢量	$S_a S_b S_c$	$S'_a S'_b S'_c$
U_{L1}	pnn	000	U_{S1-}	pzz	011
U_{L2}	ppn	000	U_{S1+}	znn	100
U_{L3}	nnp	000	U_{S2-}	zzn	110
U_{L4}	npp	000	U_{S2+}	ppz	001
U_{L5}	nnp	000	U_{S3-}	zpz	101
U_{L6}	pnz	000	U_{S3+}	nzn	010
U_{M1}	pzn	010	U_{S4-}	nzz	011
U_{M2}	zpn	100	U_{S4+}	zpp	100
U_{M3}	npz	001	U_{S5-}	zzp	110
U_{M4}	nzp	010	U_{S5+}	nnz	001
U_{M5}	znp	100	U_{S6-}	znz	101
U_{M6}	pnz	001	U_{S6+}	pzp	010

以扇区 II 为例分析各类矢量对中点电位的影响。

开关状态 000 对应长矢量 U_{L2} ，三相输入桥臂与电容中点无连接，不会造成中点电位偏移。

开关状态 100 和 010 对应中矢量 U_{M2} 、 U_{M1} ，分别对应于 $i_M = i_a$ 和 $i_M = i_b$ ，两种中矢量作用时均会抬高电容中点电位。

开关状态 111 对应零矢量 zzz ，此时三相输入桥臂与电容中点无连接，不会对电容中点电位产生影响。

开关状态 001 和 110 对应一组冗余矢量 **ppz** 和 **znn**，分别对应于 $i_M = i_c$ 和 $i_M = i_a + i_b = -i_c$ ，扇区 II 中 $i_c < 0$ ，因此这两种冗余矢量对应的开关状态分别代表向中点抽出和注入电流。

开关状态 101 和 100 对应一组小矢量 **zpz** 和 **pzz**，两种开关状态下流过中点电流分别为 $i_M = i_a + i_c = -i_b < 0$ 和 $i_M = i_b + i_c = -i_a < 0$ 这一组小矢量对应的开关状态代表从中点抽出电流，降低中点电位^[47]。

进一步分析可得以下规律：零矢量和长矢量不会对中点电位产生影响，扇区 I、III、V 的一组非冗余小矢量作用下流入中点电流为正，抬高中点电位；扇区 II、IV、VI 的一组非冗余小矢量作用下流入中点电流为负，降低中点电位；扇区 I、III、V 的一组中矢量作用下流入中点电流为负，降低中点电位；扇区 II、IV、VI 的一组中矢量作用下流入中点电流为正，抬高中点电位。一组冗余小矢量总是成对出现，对中点电位作用相反。以电流流入为正，列写冗余矢量对、非冗余小矢量对以及中矢量对中点电位的影响如表

表 4.2 中、小矢量作用下产生的中点电流

Tab.4.2 Neutral-point current produced by small and middle vector

小矢量	i_M	小矢量	i_M	中矢量	i_M
znn	i_a	pzz	$-i_a$	pzn	i_b
zzn	$-i_c$	ppz	i_c	zpn	i_a
nzn	i_b	zpz	$-i_b$	npz	i_c
nzz	$-i_a$	zpp	i_a	nzp	i_b
nnz	i_c	zzp	$-i_c$	znp	i_a
znz	$-i_b$	pzp	i_b	pnz	i_c

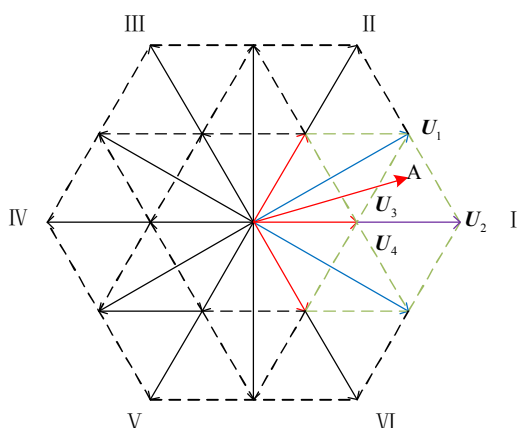


图 4.19 VIENNA 整流器空间电压矢量图

Fig.4.19 Vector graph of VIENNA rectifier

综上所述，对 midpoint 电位产生影响的矢量是非冗余小矢量对、冗余矢量对和中矢量，任一扇区内非冗余矢量对和中矢量对 midpoint 电位的影响都是朝一个方向发展（抬高或降低），一旦参考电压矢量确定，中矢量作用时间也随之确定。因此只能通过调节冗余矢量对两个矢量作用在一个开关周期内的时间分配来调节 midpoint 平衡，同时又不会影响目标矢量的合成^[48]。

图 4.19 中，以参考电压矢量 U_{ref} 处于区域 A 为例进行说明。当参考电压矢量 U_{ref} 落在区域 A，用到的四个矢量为长矢量(p,z,z)、中矢量(p,z,n)、一对冗余矢量(p,z,z)和(z,n,n)。根据第二章对 VIENNA 整流拓扑空间矢量调制算法的分析，易得当参考电压矢量落在区域 A 时，矢量分布（开关状态）、各个矢量作用时间。记长矢量作用时间为 T_L ，中矢量作用时间为 T_M 。由图 4.14 可知，短矢量(p,z,z)作用时，流入 midpoint M 电流为负，将其作用时间记为 $T_{z-}=(1-k)T_z$ ；短矢量(o,n,n)作用时，流入 midpoint M 电流为正，将其作用时间记为 $T_{z+}=kT_z$ ，其中 k 为时间分配因子。

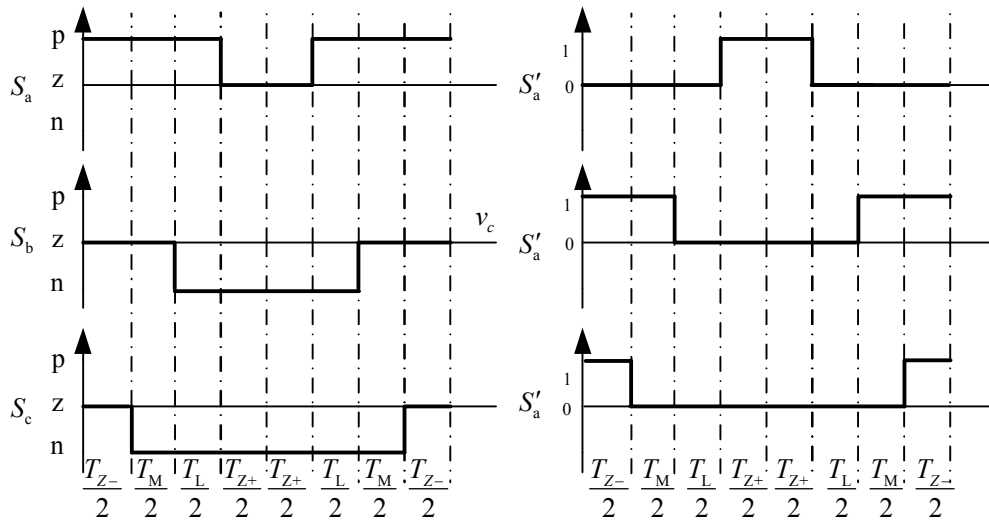


图 4.20 目标矢量落在区域 A 时开关管导通时间分配

Fig.4.20 Conduction time allocation of switches in sector I_A

根据图 2.7 可列出上下电容电压方程，为便于分析，令 $C_1 = C_2 = C$ 。

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc1}}{dt} = i_p - i_L \\ C \frac{du_{dc2}}{dt} = i_n - i_L \end{cases} \quad (4-77)$$

在中点 M 有

$$i_{C2} - i_{C1} = C \frac{du_{dc2}}{dt} - C \frac{du_{dc1}}{dt} = i_M \quad (4-78)$$

一个周期内中点电流 i_M 大小平均值为

$$i_M = i_{M+} D_{M+} + i_{M-} D_{M-} \quad (4-79)$$

其中

D_{M+} 、 D_{M-} 为 i_{M+} 、 i_{M-} 在一个开关周期内的占空比， $D_{M+} = T_{z+}/T_s = kT_z/T_s$ 、 $D_{M-} = T_{z-}/T_s = (1-k)T_z/T_s$ 。

结合前面分析可知，在任一确定周期内， i_{0+} 、 i_{0-} 为同一相的电流，可将式(4-79)进一步归纳为

$$i_M = (2k-1)i_{M+} T_z/T_s \quad (4-80)$$

将六个扇区下的 i_{M+} 、 i_{M-} 、 i_M 的表达式归纳为表 4.3

表 4.3 各个扇区下中点电流表达式

Tab.4.3 Neutral-point current

电流所处扇区	i_{M+}	i_{M-}	i_M
I(+--)	i_a	$-i_a$	$(2k-1)i_a T_z / T_s$
II(++-)	$-i_c$	i_c	$-(2k-1)i_c T_z / T_s$
III(-+-)	i_b	$-i_b$	$(2k-1)i_b T_z / T_s$
IV(-++)	$-i_a$	i_a	$-(2k-1)i_a T_z / T_s$
V(--+)	i_c	$-i_c$	$(2k-1)i_c T_z / T_s$
VI(+ - +)	$-i_b$	i_b	$-(2k-1)i_b T_z / T_s$

将式(4-80)代入式(4-80)可得

$$C \frac{du_{dc2}}{dt} - C \frac{du_{dc1}}{dt} = (2k-1)i_{M+} T_z / T_s \quad (4-81)$$

定义 $\Delta u = u_{DC2} - u_{DC1}$ ，即

$$C \frac{d\Delta u}{dt} = (2k-1)i_{M+} T_z / T_s \quad (4-82)$$

用 i_{M+} 在一个扇区内的平均值表示

$$\bar{i}_{M+} = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_m \cos \theta dt = \frac{3I_m}{\pi} \quad (4-83)$$

将式(4-83)代入(4-82)

$$C \frac{d\Delta u}{dt} = \frac{3(2k-1)I_m T_z / T_s}{\pi} \quad (4-84)$$

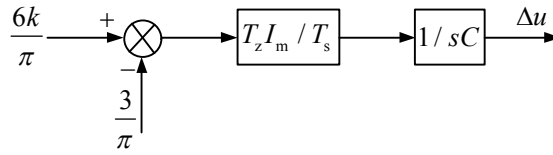


图 4.21 SVPWM 调制下中点电位平衡控制模型

Fig.4.21 Control model of neutral-point current based on carrier

对式(4-84)进行分析可知,通过控制 k 值的大小可以调节正负小矢量的作用时间进而对中点电位进行调节。式(4-82)中, T_s 为一固定值, T_z 为零矢量作用时间,随着参考电压矢量在矢量图中位置的变化而随之改变, I_m 为输入电流幅值,随着负载的变动也不是一恒定值。因此在控制的前向通道加入前馈项 $3I_m T_s / T_z$ 的倒数来消除变量对控制环路的影响,控制对象就可以近似等效为一个积分环节,可以通过一个PI控制器来实现。

控制环路开环传递函数为

$$G_{ou}(s) = \frac{6(k_{op}s + k_{oi})}{\pi C s^2} \quad (4-85)$$

设计该控制器的转折频率在环路的穿越频率前,避免-40dB穿越,参考电压外环设计,令 $n_0 = \omega_{oc} k_{op} / k_{oi}$,工程上常取 $n_0 = 5$,得到控制器参数的参考设计公式^[49]

$$\begin{cases} k_{op} = \frac{\pi C \omega_{oc}}{6} \\ k_{oi} = \frac{\omega_{oc} \omega_{oc}}{n_0} \end{cases} \quad (4-86)$$

上述对控制器参数的分析、设计都是在一定的合并简化基础上得到的,因此只能作为设计的初步,还需要在仿真和实验中进一步整定以获得更好的控制效果。

4.5 本章小结

本章节详细分析了三相静止坐标系下和两相同步旋转坐标系下VIENNA型整流拓扑的系统构成。按照整流器的控制目标设计了电压外环和电流内环,并进行了详细的原理分析和参数设计。针对三电平拓扑自身存在的中点平衡问题,按照采用的调制方法不同进行分析。首先从双载波调制角度分析了中点电位产生漂移的原因,设计了中点平衡环节,通过改变参考电流的位置来调整开关导通的占空比,进而达到调节电位平衡的要求;其次从空间矢量调制的角度按照矢量的分类,以扇区I为例阐述了长矢量、中矢量、短矢量三类矢量对中点电位的影响。为了避免复杂的三角函数运算,本文采用的矢量算法是基于传统两电平空间矢量调制算法实现的,通过调整两个冗余小矢量的作用时间去平衡中点电位,并详细分析设计了中点平衡控制器。

5 仿真与实验

5.1 参数计算

① 交流侧电感设计

在电压型 PWM 整流器设计中，交流侧电感的选取至关重要，电感的选取影响到电流环的动、静态响应。同时还制约着整流器输出功率以及直流侧电压。将交流侧电感作用进行归纳：隔离网侧输入电压与整流桥输入电压，通过对整流桥输入电压的 PWM 控制实现电流跟踪；抑制交流侧输入的谐波电流，使电流正弦化；作为 Boost 升压电感储能升压使整流器具有 Boost 型 PWM AC/DC 变换性能以及直流侧呈现受控电压源特性；使 PWM 整流器控制系统具有一定的阻尼特性，有利于系统的稳定性。电感值的选取需要考虑多方面因素，工程上对 PWM 整流器电感的选取多从输入电流对电压跟踪的瞬时品质入手。一方面为了尽可能的抑制纹波电流，需要电感值较大，有一下限值；另一方面为了保证在电流过零处能够快速响应，电感值又不能太大，有一上限值。基于以上分析，文献^[50]给出了电感值计算的参考公式。

$$\frac{(2u_{dc_ref} - 3U_m) \cdot U_m}{2f_s u_{dc_ref} \Delta I_{max}} \leq L \leq \frac{2u_{dc_ref}}{3\omega I_m} \quad (5-1)$$

式(5-1)中， u_{dc_ref} 为直流侧电压给定参考值， U_m 为交流输入相电压幅值， I_m 为输入电流峰值， ΔI_{max} 为相电流的最大纹波值， f_s 为开关频率。根据所要求的纹波可以设计所需的电感值范围，实验中取 2mH。

② 直流侧电容设计

在电压型 PWM 整流器参数设计中，直流侧电容参数设计也至关重要。直流侧电容作用可以归纳为：缓冲整流桥两端直流侧与交流侧的能量传输、稳定直流输出电压；抑制直流侧电压纹波。从电压外环设计跟随性能的角度考虑，直流侧电容值应尽量减小以满足电压的快速跟踪需求；从电压外环设计靠干扰性角度分析，电容值应尽可能的大以限制负载扰动时直流侧电压的动态跌落。考虑直流侧电容中点电流为零时，流入直流母线电压正极性电流 i_p 纹波值最大，在这种思路下得到 VIENNA 整流器以单位功率因数运行时直流侧电容值参考设计公式参数^[51]。

$$C \geq \frac{4U_m I_m}{3\omega u_{dc_ref} (\Delta u_{dc_ref})_{max}} \quad (5-2)$$

式(5-2)中， Δu_{dc_refmax} 为母线电压最大变化，实验中上下电容取 390μF。

5.2 仿真分析

在 Simulink 中搭建仿真模型，采用零阶保持器进行算法与物理模型的采样隔离，系统采样频率为1MHz，算法采样频率为25kHz。其中输入相电压有效值为220V，直流侧给定值电压值为800V。

5.2.1 两种载波调制方法对比分析

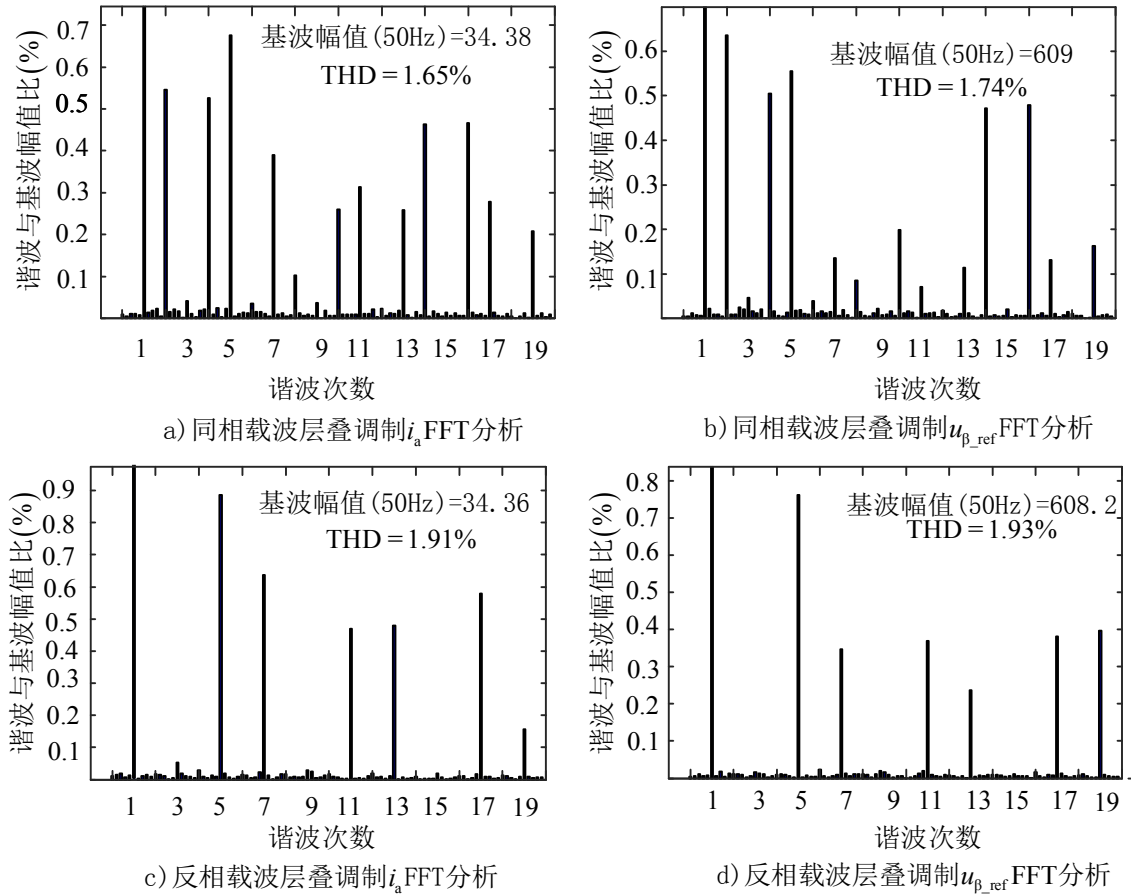


图 5.1 反相层叠载波与同相层叠载波调制方法比较

Fig.5.1 THD Comparison of two kinds of carrier methods

图 5.1a 和图 5.1b 分别表示采用同相层叠载波调制，负载给定 42.5Ω 时 a 相输入电流 i_a 和参考电压矢量在 β 轴分量 u_{β_ref} 的谐波分析；图 5.1c 和图 5.1d 表示相同工况下采用反相层叠载波调制时的谐波分析。对比分析可知，相较于反相层叠载波调制，采用同相层叠载波调制具有较低的总谐波失真，但是偶数次谐波含量较多。



Fig.5.2 Control block diagram when current loop adopt PI controller

① 系统启动与稳态性能分析

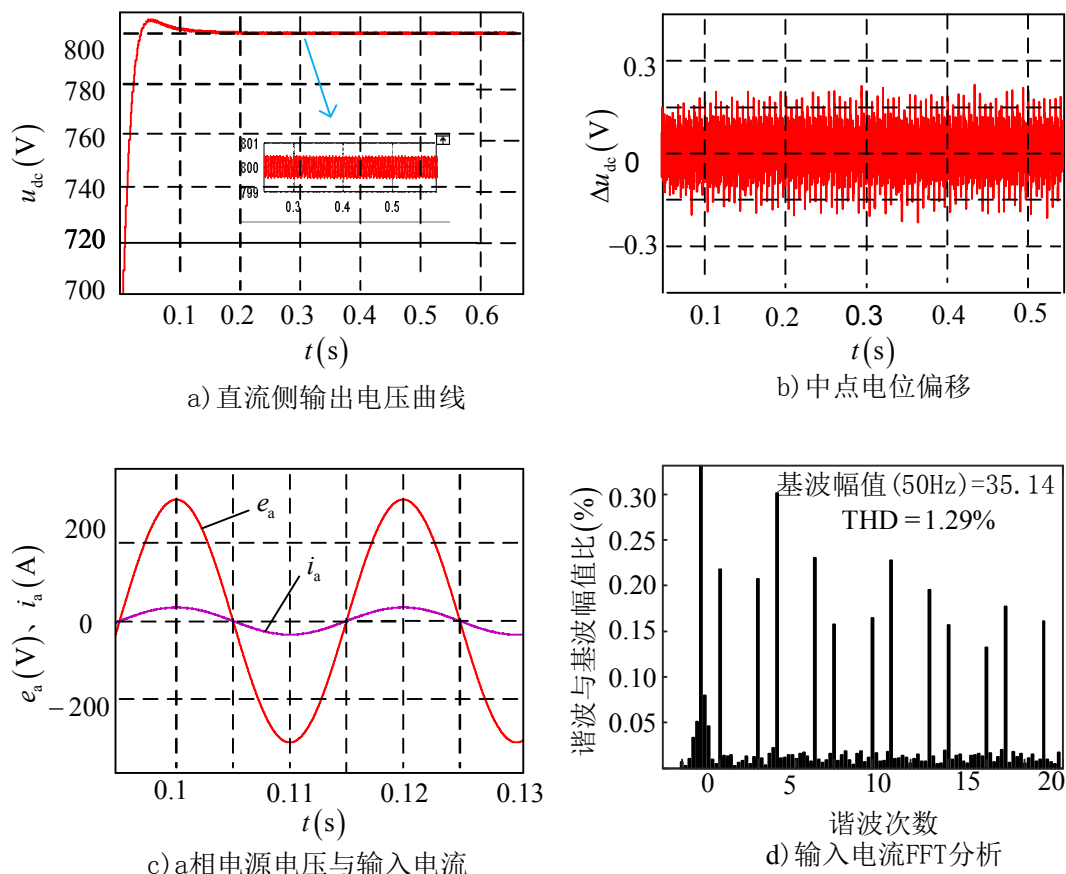


图 5.3 电流环采用 PI 控制器时系统启动与稳态性能分析

Fig.5.3 Steady-state performance analysis at using PI controller

图 5.3a 表示直流侧输出电压曲线，超调量在 10V 以内，系统经过 0.13s 达到稳定状态，从放大曲线可以看出稳态时直流侧电压波动在 ± 0.5 V 以内；图 5.3b 表示直流侧两电容端电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 的电压差 Δu ，在系统进入稳定后， Δu 波动在 ± 0.3 V 以内，说明中点平衡控制器能够很好的抑制中点电位偏移；图 5.3c 为 a 相输入电网电压与输入电流波形，交流侧电流能够准确的实现对网侧电压的相位跟踪；图 5.3d 表示对交流侧电流进行傅立叶分析，基波幅值为 35.14，总谐波失真为 1.29%。上述分析表明电流环采用 PI 控制器具有良好的启动与稳态性能。

② 输入与负载动态性能分析

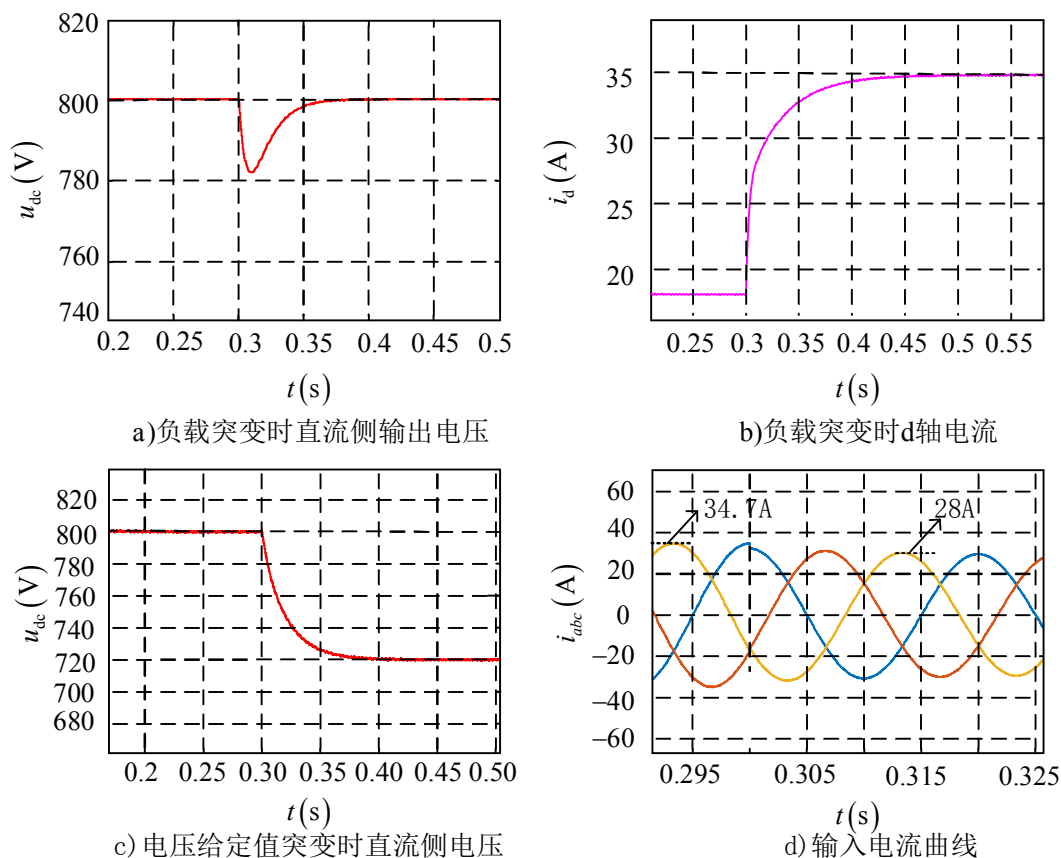


图 5.4 电流环采用 PI 控制器动态性能分析

Fig.5.4 Dynamic-state performance analysis at using PI controller

图 5.4a、5.4b 表示负载电阻在 0.30s 时从 85Ω 切换至 42.5Ω 时直流母线输出电压与 d 轴电流响应曲线。负载突变后直流侧电压在一个电源周期内跌落 18.2V，经过 80ms 后重新回到给定值；随着负载功率的增大，d 轴电流在 0.15 内从 18.3A 上升到 34.96A，并达到新的稳定状态；图 5.4c、5.4d 表示在 0.3s 时将电压给定从 800V 跳变至 720V 直流侧电压与输入电流曲线，电压在 0.1s 内达到新的稳定值，由于输出功率的降低输入电流幅值从 34.7A 降至 28A。

5.2.3 电流内环采用 PR 控制器分析

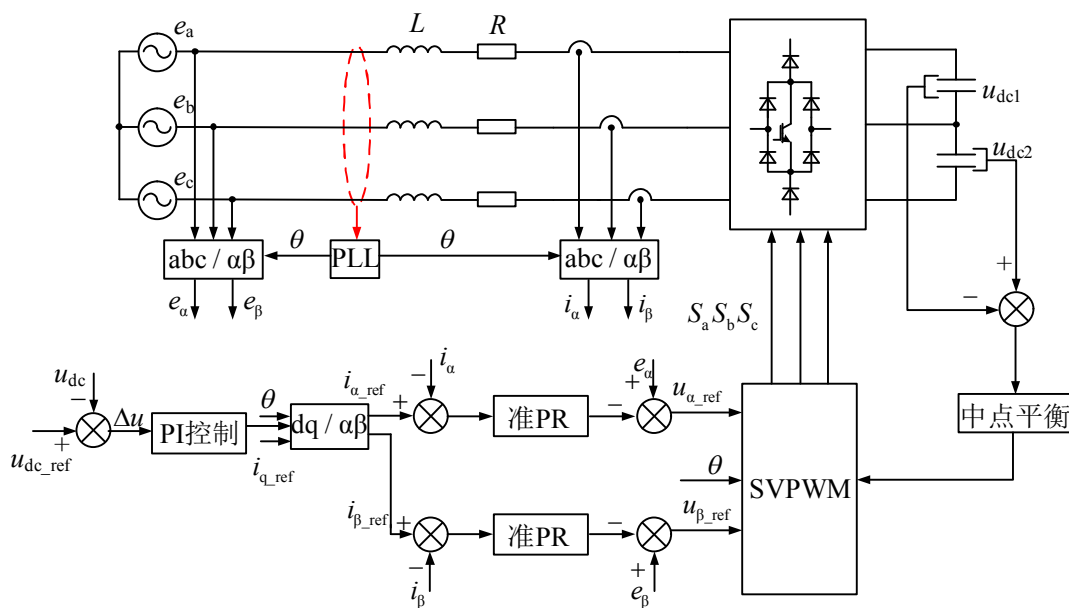


图 5.5 电流环采用准 PR 控制器时控制框图

Fig.5.5 Control block diagram when current loop adopt PR controller

① 系统启动与稳态性能分析

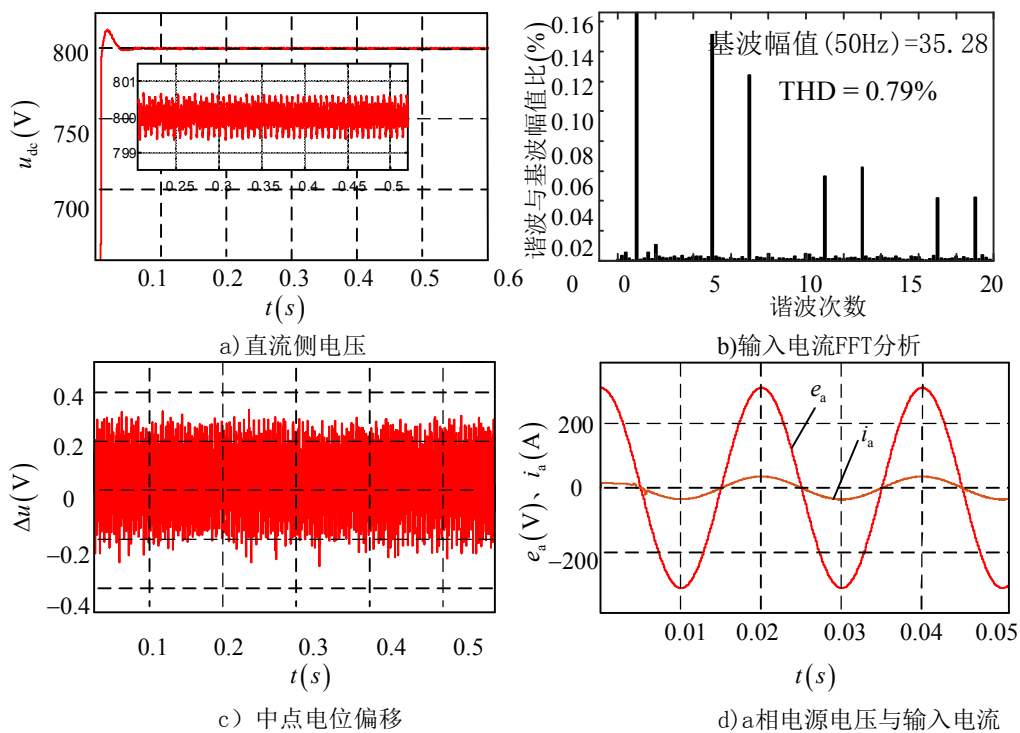


图 5.6 电流环采用 PR 控制器时系统启动与稳态性能分析

Fig.5.6 Steady state performance analysis at using PR controller

图 5.6a 表示直流侧输出电压曲线，超调量为 15V，系统经过 0.35s 达到稳定状态，从放大曲线可以看出稳态时直流侧电压波动在 $\pm 0.7V$ 以内；图 5.6c 表示直流侧两电容端电压 u_{dc1} 与 u_{dc2} 的电压差 Δu ，在系统进入稳定后， Δu 波动在 $\pm 0.32V$ 以内，说明中点平衡控制器能够很好的抑制中点电位偏移；图 5.6d 为 a 相输入电网电压与输入电流波形，交流侧电流能够准确的实现对网侧电压的相位跟踪；图 5.6b 表示对交流侧电流进行傅立叶分析，基波幅值为 35.28，总谐波失真为 0.79%。

对比图 5.3a 和图 5.6a 进行分析在相同工况下内环采用准 PR 控制器系统能够更快的达到稳定状态，说明电流环节不仅仅起到调节电流作用，也会影响到电压外环的性能；对比图 5.3d 和 5.6b 可以看出相同工况下采用准 PR 控制器总谐波失真更低，基波幅值也相对较大，从谐波分布上看采用准 PR 控制器偶次谐波含量很少，奇次谐波幅值也较低，证明在内环电流跟随上采用准 PR 控制器要优于 PI 控制器。

② 输入与负载动态性能分析

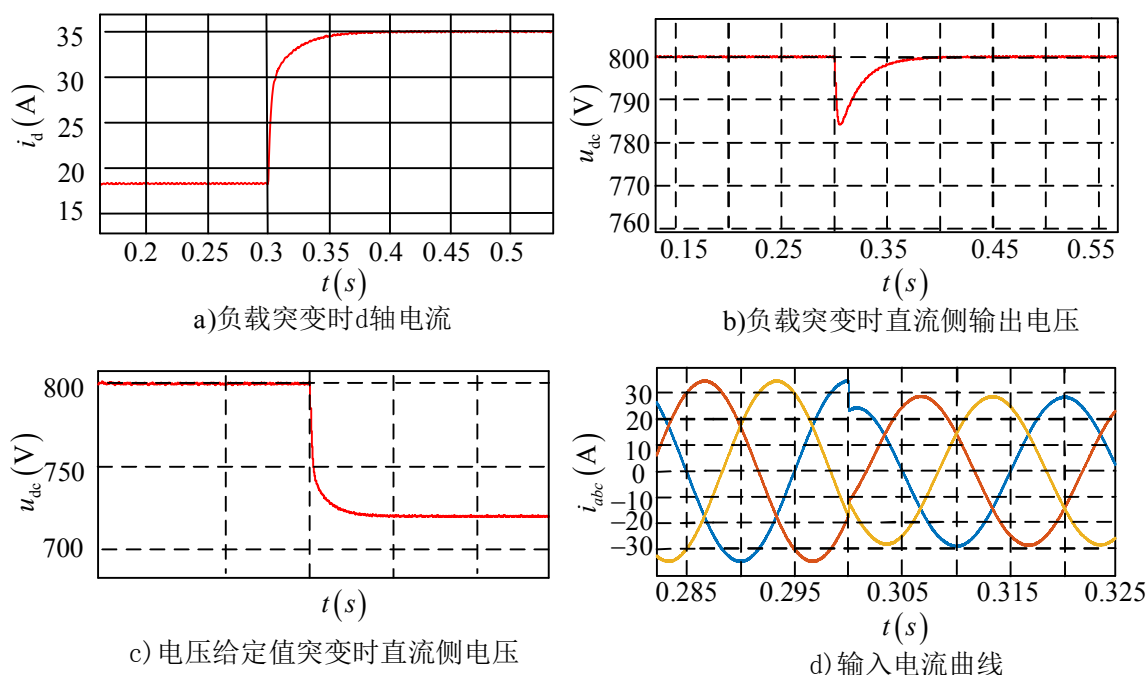


图 5.7 电流环采用 PR 控制器动态性能分析

Fig.5.7 Dynamic-state performance analysis at using PR controller

图 5.7a、5.7b 表示负载电阻在 0.30s 时从 85Ω 切换至 42.5Ω 时 d 轴电流和直流母线输出电压响应曲线。负载突变后直流侧电压在一个电源周期内跌落 16.3V，经过 80ms 后重新回到给定值；随着负载功率的增大，d 轴电流在 0.08s 内从 18.3A 上升到 35.1A，并达到新的稳定状态；图 5.7c、5.7d 表示在 0.3s 时将电压给定从

800V 跳变至 720V 直流侧电压与输入电流曲线，电压在 0.08s 内达到新的稳定值，随着输出功率的降低输入电流幅值从 35.1A 降至 28.1A。

5.3 实验结果分析

为了验证本文中设计的控制器的有效性与合理性，在 15kW 充电机实验平台上进行了实验验证，实验台如图 5.8 所示。

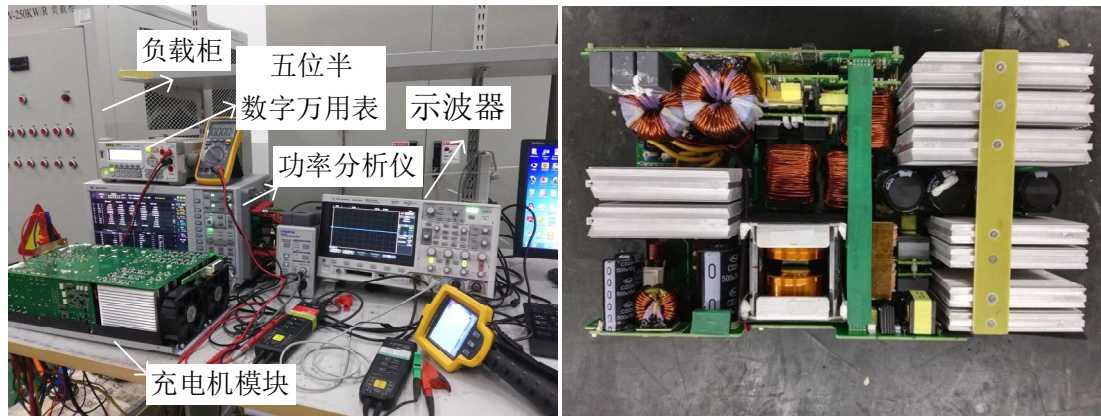


图 5.8 15kW 充电机实验平台

Fig.5.8 Platform of 15kW electric vehicle charger

系统框图

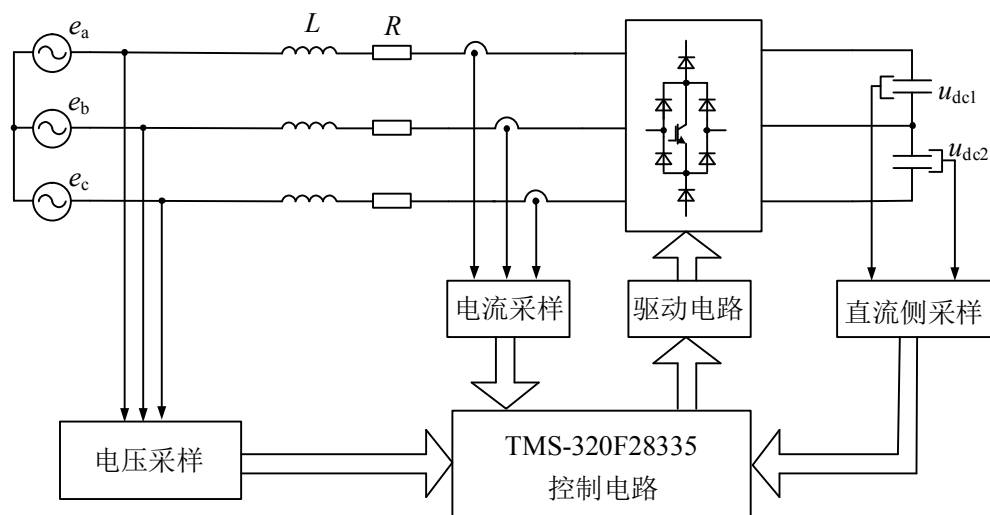


图 5.9 系统框图

Fig 5.9 System diagram

电压采样采用的电压传感器型号为 LEM LV 28-P，运放采用 OP2177ARZ；电流采样采用的电流传感器型号为 LA 200-P，运放采用 LF353MX；控制芯片为 Ti 公司的 TMS-320F28335。

系统的软件程序设计主要包括两部分：主程序和中断服务程序。主程序用于完成 PWM 寄存器、A/D 采样寄存器、中断配置寄存器、I/O 寄存器以及相关变量的初始化，中断服务程序由 PWM 信号触发，用于完成电压、电流采样、调制算法以及控制算法的执行，中断服务程序流程图如图 5.10 所示。中断程序的执行周期为

40 μs，首先对整流器的输出电压，A、B 相输入电流进行采样，然后根据传感器参数以及采样电阻阻值将 ADC 结果寄存器的数字量转化为实际的电流、电压值。然后执行电流内环与电压外环的差分离散调节算法，将式(4-63)所示的 PR 控制器中的谐振环节用微分方程表达：

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\omega_c \frac{dy(t)}{dt} + \omega_0^2 y(t) = 2K_R \omega_c \frac{du(t)}{dt} \quad (5-3)$$

式中， $u(t)$ 表示 PR 控制器的输入， $y(t)$ 表示 PR 控制器的输出。

采用前向差分方法，对式(5-3)进行差分化：

$$\begin{cases} \frac{du(t)}{dt} = \frac{u[(n+1)T_s] - u(nT_s)}{T_s} \\ \frac{dy(t)}{dt} = \frac{y[(n+1)T_s] - y(nT_s)}{T_s} \\ \frac{d^2 y(t)}{dt^2} = \frac{y[(n+2)T_s] - 2y[(n+1)T_s] + y(nT_s)}{T_s^2} \end{cases} \quad (5-4)$$

式中， T_s 为中断程序的执行周期。将式(5-4)代入式(5-3)，再加上比例环节，可以推导出 PR 控制器的离散化差分表达式：

$$\begin{aligned} y[(n+2)T_s] = & 2(1 - \omega_c T_s) y[(n+1)T_s] - (1 - 2\omega_c T_s + \omega_0^2 T_s^2) y(nT_s) \\ & + 2K_R \omega_c T_s u[(n+1)T_s] - 2K_R \omega_c T_s u(nT_s) + K_p u[(n+1)T_s] \end{aligned} \quad (5-5)$$

然后根据得到输入参考电压执行基于两电平的空间矢量调制算法，根据占空比更新相关比较值寄存器，退出此次中断。

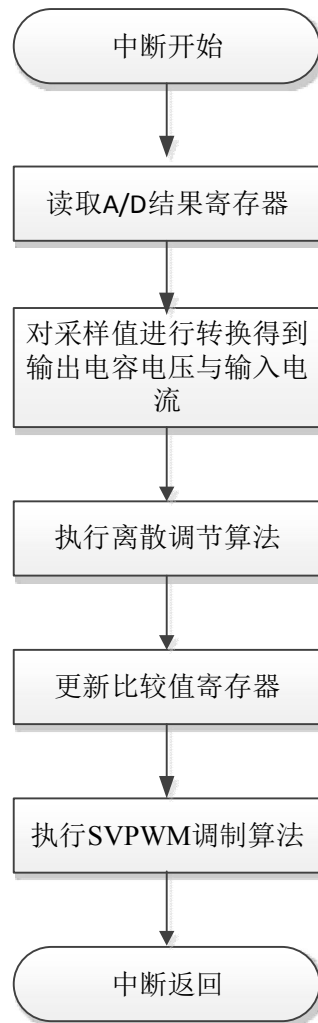


图 5.10 中断流程图

Fig.5.10 Flow chat of interruption procedure

在负载 100Ω 工况下对 VIENNA 整流器的稳态性能进行验证，电流环采用 PR 控制器，电压环采用 PI 控制器，开关频率为 25kHz，开关管的驱动电压为 15V，DSP 执行基于两电平空间矢量调制算法产生的三个开关管驱动电压波形如图 5.11 所示。

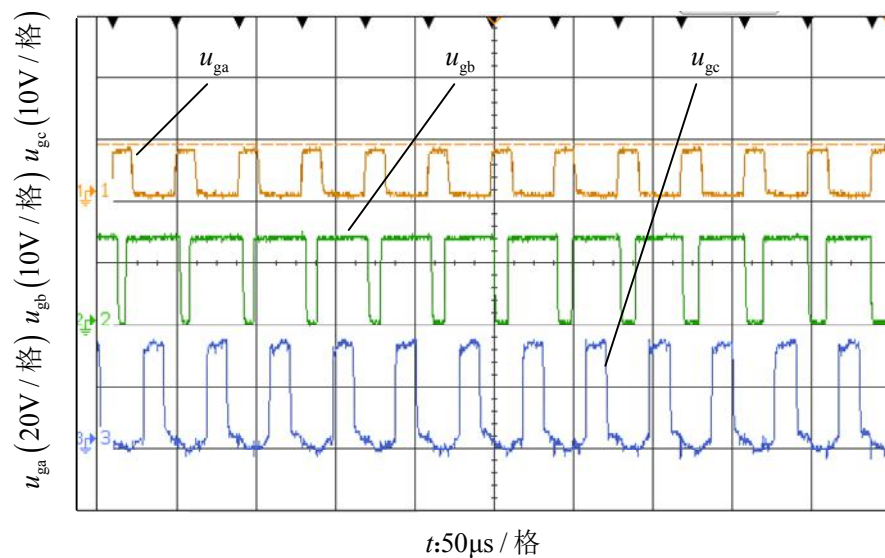


图 5.11 驱动电压波形

Fig.5.11 Driving voltage

a 相输入电流与网侧电压如图 5.12 所示，其中电网电压有效值为 209.89V，输入电流有效值为 12.495A，电流对输入电压具有良好的相位跟踪能力；三相输入功率为 7834W。

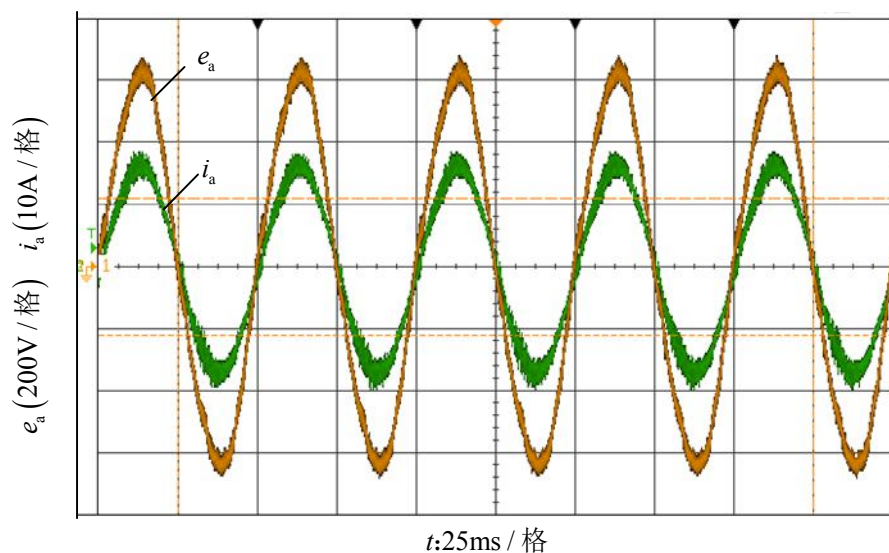


图 5.12 输入电流与网侧电压波形

Fig.5.12 Input current and grid voltage

输出电压与两电容端电压波形如图 5.13 所示，两电容电压平均值分别为 401 和 400V，中点电位偏移平均值为 1V，验证了调节冗余小矢量作用时间调节中点电位的有效性。此时负载功率为 6400W，整流器的效率为 81.7%。

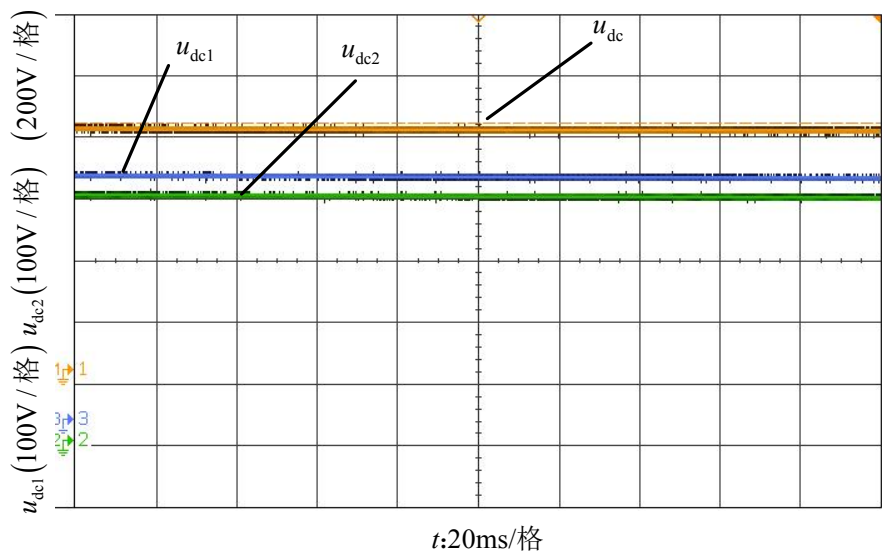


图 5.13 直流侧输出电压

Fig.5.13 Output voltage

当负载从 100Ω 向 80Ω 跳变时直流侧输出电压和 a 相输入电流波形如图 5.14 所示。随着负载功率增大整流器 A 相输入电流有效值从 12.49A 变化为 18.33A，输出电压经过 0.02s 的调节重新回到 800V，电压的最大变化量为 23V，超调量为 2.88%，满足工程需求。动态效果与仿真结果一致，说明本文采用的调制方法与控制策略的可行性与正确性。

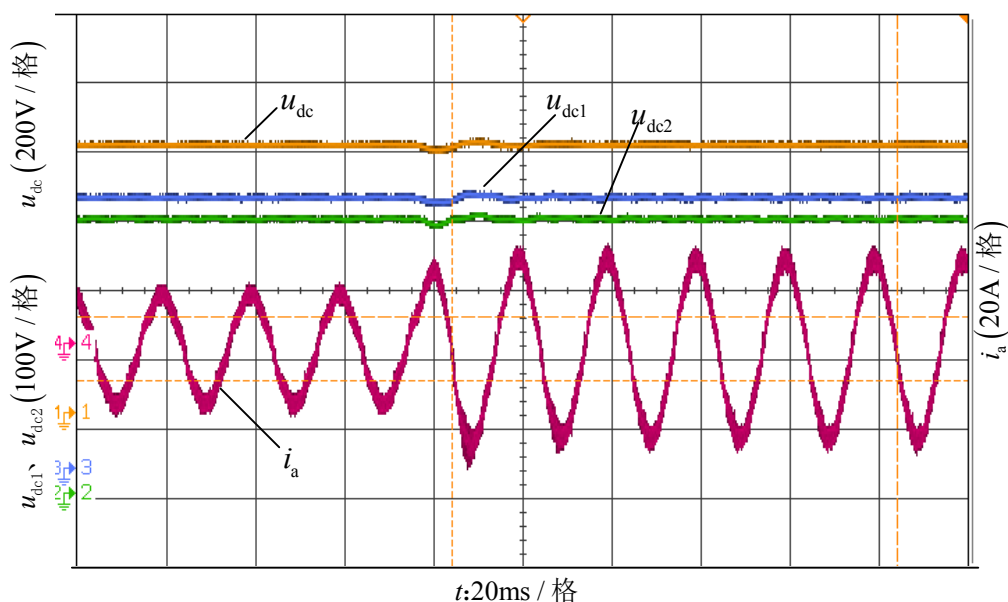


图 5.14 负载变化时输出电压与 a 相电流波形

Fig5.14 Output voltage and the current of a phase at load changes

5.4 本章小结

本章包含仿真和实验两部分。首先从系统启动与稳态性能和动态性能两方面进行了仿真分析，验证了控制器设计的合理性；仿真结果表明电流内环采用 **PR** 控制器在启动和动态性能上要优于 **PI** 控制器。其次在 **15kW** 充电机模块上进行了实验验证，实验结果表明交流侧电流与网侧输入电压相位能够保持一致，直流侧电压能够稳定在给定值，在负载突变时具有良好的动态响应。

6 总结与展望

6.1 全文工作总结

VIENNA 型整流器是一种性能优良的三电平拓扑, 具有功率密度高、桥臂无直通现象、断相以及不平衡状态下仍然可以工作等优点, 取得了广泛的应用。本文以三相制 VIENNA 整流器为研究对象, 主要针对 VIENNA 整流器的调制和控制方法展开相关研究。

首先结合 VIENNA 整流器的拓扑结构对其工作原理作了详细的分析, 建立了基于状态空间法的数学模型, 基于最佳整定法和模最佳的原则分别按照 I 型和 II 型系统设计了电流内环和电压外环 PI 控制器。分析了电流内环采用 PI 控制器存在的不足并设计了采用准 PR 控制器的电流内环, 利用 matlab-viso 工具按照期望系统性能对控制器参数进行了合理化的分析与设计。在调制部分, 从数学上分析了两种适用于 I 型 VIENNA 整流器的载波调制方法, 推导出其谐波分布特点; 在等量坐标变换下绘制出 25 种开关组合所对应的 19 条矢量分布。考虑到采用传统三电平空间矢量调制算法需要进行大量的三角函数运算, 本文采用基于两电平空间矢量调制的调制算法, 简化了矢量作用时间的计算。针对三电平结构固有的中点电位偏移问题, 本文分别从载波调制和空间矢量调制方法上分析了中点电位偏移的根本原因。在载波调制中通过控制零序电流这一自由度去改善调制波, 进而完成对中点电位的负反馈控制; 在矢量调制中将矢量按照模值大小分为长矢量、中矢量、短矢量和零矢量四类, 分析了每一类矢量对中点电位的影响方向, 通过控制每个扇区中一对冗余小矢量这一唯一可控量在一个开关周期内的时间分配去调节中点电位平衡。最后在 Simulink 中搭建了仿真模型, 分析了采用同相层叠载波调制和反相层叠载波调制这两种调制方法时的谐波分布; 对采用 PI 和准 PR 内环电流控制器时系统的启动特性、稳态特性、负载的瞬态响应等作了仿真分析, 并在 15kW 充电机实验平台上进行了实验验证。

6.2 后续工作展望

由于作者本人理论水平、时间以及实践的经验有限, 对本课题的研究工作还不够深入, 诸多问题有待进一步研究和解决, 主要有以下几个方面

① 本文只是针对三相输入平衡条件下三线制 VIENNA 整流器的调制与控制做了分析研究, 而实际的电网可能产生波动, 查阅文献知道 VIENNA 整流器可以工作在三相电网不平衡工况下, 因此针对三相电网不平衡条件下 VIENNA 整流器的控制需要做进一步研究。

② 只是研究了三线制 VIENNA 整流器单级电路，并没有加入后级 DC-DC 电路进行分析，下一步需要对两级电路进行研究。

③ 查阅文献可知 VIENNA 整流器直流侧可以挂载不平衡负载，需要对这方面做进一步研究。

④ 下一步考虑采用 LCL 代替 L 滤波器，提高功率密度；并对 LCL 滤波器下 VIENNA 整流器系统的控制与稳定性展开分析。

致 谢

时光荏苒，犹如白驹过隙，不经意间三年硕士研究生生活已接近尾声，三年来的点点滴滴历历在目，每每想起都感触颇深。在这论文即将结尾之际，我要向曾经给予过我关怀、帮助的老师 and 同学们致以最诚挚的谢意和最美好的祝福。

首先，非常感谢我的研究生导师江渝教授。当我在学习研究中陷入困境，是江老师在一旁耐心的指导，帮助我解决问题，为我指明方向；当我在生活中遇到挫折，是江老师给予我鼓励，让我对生活时时充满信心。生活中的江老师是和蔼可亲的人，像父亲，像兄长；但是当遇到学习问题，江老师却是一丝不苟，严谨负责，让我们对于科学研究充满了敬畏。在此向江老师表达我最崇高的敬意和衷心的感谢、祝福。我要感谢刘和平教授，刘老师严谨治学、求真务实、勇于开拓的科研精神让我深受启发，令人生畏却也时时敦促我们不断完善自己。感谢两位老师让我在三年时间里学到了扎实的专业知识，学会了面对困难时应有的决心和态度，我相信这些都将使我终生受益，谢谢你们！

其次，我还要感谢苗轶如博士和张毅博士，三年来是你们时时陪伴我们左右，是师兄亦是家人、朋友。无论是生活中的困难还是学习中遇到难题，是你们不厌其烦的为我们解答，你们是我心中永远的楷模。还要感谢实验室的同门，张青松、叶泓伟、路莹超、杜俊秀和刘静，是你们让我有了大家庭的感觉，感谢三年来的共同陪伴、成长。

最后要感谢在盛弘电气实习的同事彭强、李镇仕、赵怀阳，是你们给我提供了一个优越的学习与实验环境，让我学到了丰富的知识，感谢一起度过的美好时光，谢谢你们！

王 克

二〇一七年四月 于重庆

参考文献

- [1] Andrews S, Joshi S. Performance Improvement of Dynamic Voltage Restorer using Proportional - Resonant Controller[C]. Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2015: 1-8.
- [2] Kolar J W, Drofenik U, Zach F C. Current handling capability of the neutral point of a three-phase/switch/level boost-type PWM (VIENNA) rectifier[C]. PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996: 1329-1336 vol.1322.
- [3] 刘璐, 朱国荣, 陈皓, et al. 三相四线制 VIENNA 整流器损耗分析与热设计[J]. 电工技术学报. 2014, (S1): 282-290.
- [4] Sahoo M, Keerthipati S. A Three-Level *LC*-Switching-Based Voltage Boost NPC Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2017, 64(4): 2876-2883.
- [5] Priyan S S, Ramani K. Implementation of closed loop system for flying capacitor multilevel inverter with stand-alone Photovoltaic input[C]. 2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC), 2013: 281-286.
- [6] Salmon J, Wang L, Guay L. A current controller for 1-phase pwm rectifiers using real-time internal feedback of the pwm controller signals[C]. 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2006: 1448-1453.
- [7] Salmon J, Wang L, Noor N, et al. A Carrier-Based Unipolar PWM Current Controller That Minimizes the PWM-Cycle Average Current-Error Using Internal Feedback of the PWM Signals[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2007, 22(5): 1708-1718.
- [8] Marian A R, Savio F M, Anish P S, et al. Performance characteristics of five level diode clamped multilevel inverter for induction motor drives[C]. 2012 International Conference on Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEEM), 2012: 350-354.
- [9] 原熙博, 李永东, 王琛琛. 基于零序分量注入的三电平 PWM 整流器目标优化控制[J]. 电工技术学报. 2009, (03): 116-121.
- [10] 邓甫华, 谢少军. 基于谐波注入法的高功率因数三相整流器[J]. 中国电机工程学报. 2008, (18): 30-35.
- [11] Lee J S, Lee K B. Carrier-Based Discontinuous PWM Method for Vienna Rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2015, 30(6): 2896-2900.

- [12] Dalessandro L, Round S D, Drofenik U, et al. Discontinuous Space-Vector Modulation for Three-Level PWM Rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2008, 23(2): 530-542.
- [13] Lee J S, Lee K B. Performance Analysis of Carrier-Based Discontinuous PWM Method for Vienna Rectifiers With Neutral-Point Voltage Balance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016, 31(6): 4075-4084.
- [14] Jae Hyeong S, Chang Ho C, Dong Seok H. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2001, 16(4): 545-550.
- [15] Ansari R, Feyzi M R, Hamed K A, et al. Input-output linearisation of a fourth-order input-affine system describing the evolution of a three-phase/switch/level (vienna) rectifier[J]. IET Power Electronics. 2011, 4(8): 867-883.
- [16] 彭秋波, 盘宏斌, 刘勇, et al. LCL 型三相并网逆变器双闭环解耦控制器设计[J]. 电工技术学报. 2014, (04): 103-110.
- [17] 周倩, 梁辉. 三相 PWM 整流器 PI 参数的设计分析[J]. 电力电子技术. 2011, (02): 50-52.
- [18] 郭强. 电流型 PWM 整流器控制策略及应用技术研究[D]重庆大学, 2015.
- [19] 陈伟. 三相电压型 PWM 整流器的直接功率控制技术研究 with 实现[D]华中科技大学, 2009.
- [20] 翟丹丹, 王久和, 库冬瑾. 基于 EL 模型的 VIENNA 整流器无源混合控制[J]. 电气应用. 2015, (12): 69-74.
- [21] 王久和. 无源控制理论及其应用[M]. 电子工业出版社, 2010.
- [22] 韦微. 航空中频高功率因数整流器研究[D]南京航空航天大学, 2014.
- [23] Kolar J W, Zach F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules[C]. Proceedings of Intelec 94, 1994: 367-374.
- [24] Leibl M, Kolar J, Deuringer J. Sinusoidal Input Current Discontinuous Conduction Mode Control of the VIENNA Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016, PP(99): 1-1.
- [25] Chen H, Aliprantis D C. Analysis of Squirrel-Cage Induction Generator With Vienna Rectifier for Wind Energy Conversion System[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion. 2011, 26(3): 967-975.
- [26] 谷鑫, 姜勃, 耿强, et al. 基于 3 次谐波控制及脉冲波动分析的三电平 SHE-PWM 调制优化策略[J]. 电工技术学报. 2015, (07): 88-96.
- [27] 赵辉, 李瑞, 王红君, et al. 60°坐标系下三电平逆变器 SVPWM 方法的研究[J]. 中国电机工程学报. 2008, (24): 39-45.
- [28] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, et al. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报. 2006, (12): 95-100.

- [29] 桂石翁, 吴芳, 万山明, et al. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报. 2015, (19): 5013-5021.
- [30] 姚文熙, 王斯然, 刘森森, et al. 三电平空间矢量调制中的共模分量[J]. 电工技术学报. 2009, (04): 108-113.
- [31] 陆翔. VIENNA 整流器关键技术问题研究[D]华南理工大学, 2015.
- [32] 张东升. 高功率因数 VIENNA 整流器控制策略的研究[D]哈尔滨工业大学, 2009.
- [33] Drofenik U, Kolar J W. Comparison of not synchronized sawtooth carrier and synchronized triangular carrier phase current control for the VIENNA rectifier I[C]. Industrial Electronics, 1999. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on, 1999: 13-19 vol.11.
- [34] Bose B K. Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives—An Introduction and Perspective[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2007, 54(1): 14-33.
- [35] 陈宏志, 王旭, 刘建昌. 电网不平衡条件下 PWM 整流器的并联控制方法[J]. 电机与控制学报. 2009, (05): 702-707.
- [36] 窦真兰, 程孟增, 李素英, et al. 三电平 NPC 整流器控制及中点电位平衡控制技术[J]. 电力自动化设备. 2011, (10): 32-37.
- [37] 王久和. 电压型 PWM 整流器的非线性控制[M]. 机械工业出版社, 2015.
- [38] Hao T, Rongxiang Z, Shengqing T, et al. Control of three-phase PWM boost rectifiers in stationary frame using proportional-resonant controller[C]. 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2012: 270-274.
- [39] 王倩, 同向前, 张皓, et al. 基于准比例谐振的 VIENNA 整流器中点电位平衡策略[J]. 电气传动. 2016, (06): 23-27.
- [40] Kuperman A. Proportional-Resonant Current Controllers Design Based on Desired Transient Performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2015, 30(10): 5341-5345.
- [41] 高吉磊, 林飞, 郑琼林. 基于网压预测的单相 PWM 整流器比例谐振控制[J]. 电工技术学报. 2011, (05): 45-51.
- [42] 王剑, 郑琼林, 高吉磊. 基于根轨迹法的单相 PWM 整流器比例谐振电流调节器设计[J]. 电工技术学报. 2012, (09): 251-256.
- [43] Viitanen T, Tuusa H. Experimental results of vector controlled and vector modulated VIENNA I rectifier[C]. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), 2004: 4637-4643 Vol.4636.
- [44] 姜卫东, 王群京, 陈权, et al. 二极管箝位型多电平逆变器全范围电容电压平衡的 PWM 调制方法[J]. 中国电机工程学报. 2009, (15): 28-35.
- [45] 孙媛媛, 徐文远. 整流器的谐波分析方法[J]. 电力自动化设备. 2009, (03): 10-15.

- [46]]Jiang D, Lai R, Wang F, et al. Study of conducted EMI reduction for three-phase Vienna-type rectifier[C]. The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, 2010: 1118-1124.
- [47]]姜卫东, 杨柏旺, 黄静, et al. 不同零序电压注入的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡算法的比较[J]. 中国电机工程学报. 2013, (33): 17-25+13.
- [48]]龚博. 三电平功率变换器中点电压波动的抑制研究[D]华中科技大学, 2013.
- [49]]赵小品. 基于 VIENNA 整流器的机载电源 PFC 研究[D]哈尔滨工业大学, 2015.
- [50]]张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究[D]合肥工业大学, 2003.
- [51]]权运良. 三相三线制 VIENNA 整流器的研究与设计[D]华南理工大学, 2014.