

工程硕士学位论文

空间矢量控制三相三电平 VIENNA 整流  
器的研究

姜婷婷

哈尔滨理工大学

2015 年 3 月

国内图书分类号：TM714

工程硕士学位论文

# 空间矢量控制三相三电平 VIENNA 整流 器的研究

**硕 士 研 究 生：**姜婷婷

**导 师：**高晗璎

**申请学位级别：**工程硕士

**学 科、专 业：**电气工程

**所 在 单 位：**电气与电子工程学院

**答 辩 日 期：**2015 年 3 月

**授予学位单位：**哈尔滨理工大学

Classified Index: TM714

Dissertation for the Master Degree in Engineering

# **Study on Space Vector Control of Three-phase Three Level VIENNA Rectifier**

<b>Candidate:</b>	Jiang Tingting
<b>Supervisor:</b>	Gao Hanying
<b>Academic Degree Applied for:</b>	Master of Engineering
<b>Specialty:</b>	Electrical Engineering
<b>Date of Oral Examination:</b>	March, 2015
<b>University:</b>	Harbin University of Science And Technology

## 哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《空间矢量控制三相三电平 VIENNA 整流器的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：姜婷婷

日期：2015 年 3 月 2 日

## 哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《空间矢量控制三相三电平 VIENNA 整流器的研究》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密 ☐ ，在      年解密后适用授权书。

不保密 ☒

（请在以上相应方框内打√）

作者签名：姜婷婷

日期：2015 年 3 月 2 日

导师签名：高晗璿

日期：2015 年 3 月 2 日

# 空间矢量控制三相三电平 VIENNA 整流器的研究

## 摘 要

随着科技的发展,大量的电力电子装置在日常生活中得以使用,导致的电网谐波污染问题和电能质量下降问题愈演愈重。为了提高电网的功率因数,降低电流总谐波畸变率,多电平整流技术得到了众多学者的青睐。

本文在分析三电平整流器基础上,提出一种新型三相三电平拓扑电路—VIENNA 整流器。新拓扑具有开关器件少、可靠性高、无需设置死区时间、功率器件电压应力低、能在单位功率因数下运行等特点,有很好的应用前景。

首先本文介绍了 VIENNA 整流器拓扑结构、工作原理以及数学模型,设计一个电压外环、电流内环控制系统。把传统三电平 SVPWM 控制算法扩展应用到 VIENNA 整流器中,对 SVPWM 算法进行了详细分析,设计了一种新型的、基于 36 个空间矢量区域的 SVPWM 算法,对区域划分从两种方法进行详述。根据边界条件划分方法,确定指令电压矢量所在三角形最近的三个矢量。选择一个最优七段式矢量作用顺序,求解出相应的矢量作用时间。三电平变流器中点电位平衡问题一直是亟待解决的问题。本文针对 SVPWM 控制策略的特点,通过分析 25 个矢量对中点电位的影响,从而提出了一种基于平衡因子的控制方法。除此之外,对于五段式矢量作用顺序无法利用小矢量成对出现控制中点电位平衡的问题,本文还提出一种基于硬件方法的中点平衡控制手段。

其次,在理论分析的基础上,对整个 VIENNA 整流系统搭建 MATLAB 仿真模型,对 VIENNA 整流器的 SVPWM 模块进行仿真验证,对平衡因子控制方法进行深入仿真分析。验证了三电平整流器可以达到功率因数校正的目标,并且验证了中点平衡控制策略鲁棒性强、控制精确。

再次,进行了系统设计,包括参数选取和软硬件设计,其中硬件包括电感、电容参数选取、采样电路设计、驱动电路设计,软件包括主程序设计和中断子程序设计。

最后,搭建了实验平台,并进行了实验研究,结果验证了本文所提出的功率拓扑结构、控制策略的可行性。

**关键词** 三电平整流; SVPWM; 中点平衡; MATLAB 仿真

# **Study on Space Vector Control of Three-phase Three Level VIENNA Rectifier**

## **Abstract**

With the development of science and technology, a large number of power electronic devices can be used in daily life. The harmonic pollution problems and power quality problems are becoming more and more serious. In order to increase power factor of power grid and reduce total harmonic distortion rate, multilevel rectifier technology has developed.

The novel topology has less switching devices, high reliability, no dead time, low voltage stress and working in unit power factor, there's a good application prospect.

Firstly, this paper introduces the topology structure, working process of the VIENNA rectifier, and its mathematical model. Then design a voltage loop and current loop control system. The traditional three level SVPWM control algorithm is applied to the new topology circuit to design of a new SVPWM algorithm based on 36 space vector region. Vector region division is divided into two kinds of methods. According to the division method of boundary conditions, the nearest three vectors located in triangle are determined. An optimal seven segment vector sequence is determined and the vector operation time is computed. The problem of neutral point potential balance has been the urgent problem to be solved. In this paper, based on the characteristics of SVPWM control strategy, to analyse the effect of 25 vectors on neutral point potential. This paper proposed a control method based on balance factor, and also provides a neutral point balance method based on hardware.

Secondly, on the basis of theoretical analysis, a MATLAB simulation model of the VIENNA rectifier system is built. Then build VIENNA rectifier SVPWM module and the balance factor control method simulation. Verified the three level rectifier can achieve power factor correction target, and verified the neutral point balancing control strategy accurate.

Thirdly, the system is designed, including the parameter selection and design of

hardware and software, the hardware includes inductance, capacitance parameter selection, sampling circuit, drive circuit design, the software includes the main program design and interrupt subprogram design.

Finally, an experimental platform is built, and the experimental study was carried out, the results verified that the power topology structure, control strategy is feasible.

**Keywords** three level rectifier, SVPWM, neutral point balancing, MATLAB

# 目 录

摘 要 .....	I
Abstract .....	II
第 1 章 绪论 .....	1
1.1 课题的研究背景与意义 .....	1
1.2 三电平整流器拓扑结构的演变 .....	2
1.3 三相三电平 VIENNA 整流器控制策略 .....	5
1.4 VIENNA 整流器的技术难点 .....	7
1.5 课题研究的主要内容 .....	7
第 2 章 VIENNA 整流器的工作原理及数学模型 .....	9
2.1 VIENNA 整流器的拓扑结构及工作原理 .....	9
2.1.1 VIENNA 整流器拓扑结构分析 .....	9
2.1.2 工作原理及开关状态分析 .....	10
2.2 VIENNA 整流器的数学模型 .....	13
2.2.1 基于三相静止坐标下的数学模型 .....	13
2.2.2 基于同步旋转坐标下的数学模型 .....	17
2.3 VIENNA 整流器前馈解耦的双闭环控制 .....	18
2.4 本章小结 .....	20
第 3 章 VIENNA 整流器的空间矢量调制及中点电位平衡研究 .....	21
3.1 VIENNA 整流器空间矢量调制算法实现 .....	21
3.1.1 VIENNA 整流器空间矢量平面 .....	21
3.1.2 矢量区域的判断 .....	23
3.1.3 矢量作用时间的计算 .....	28
3.1.4 矢量作用顺序的确定 .....	35
3.2 输出电容中点电位平衡的研究 .....	41
3.2.1 产生中点电位不平衡的原因 .....	41
3.2.2 基于平衡因子的中点电位平衡控制方法 .....	44
3.2.3 基于硬件控制方式的平衡中点电位的方法 .....	46
3.3 本章小结 .....	48
第 4 章 基于 SVPWM 的 VIENNA 系统仿真与验证 .....	49
4.1 仿真模型的建立 .....	49
4.1.1 VIENNA 整流器总体仿真模型 .....	49



4.1.2 VIENNA 整流器各个子模块仿真模型.....	50
4.2 仿真结果及分析.....	61
4.3 本章小结.....	66
第 5 章 VIENNA 整流器系统设计及实验结果分析 .....	67
5.1 VIENNA 整流器硬件系统结构图.....	67
5.2 VIENNA 整流器主电路参数选取和设计.....	67
5.2.1 主电路参数设计.....	67
5.2.2 输入电感的设计.....	68
5.2.3 输出滤波电容的设计.....	69
5.2.4 功率器件的选取.....	71
5.3 VIENNA 整流器硬件电路设计.....	71
5.3.1 检测电路.....	71
5.3.2 隔离驱动电路设计.....	72
5.4 VIENNA 整流器的软件设计.....	73
5.4.1 主程序设计.....	73
5.4.2 中断子程序设计.....	74
5.5 实验结果及分析.....	75
5.6 本章小结.....	77
结论.....	78
参考文献.....	79
攻读硕士学位期间发表的学术论文.....	82
致谢.....	83

## 第1章 绪论

### 1.1 课题的研究背景与意义

电力电子技术是现代电工领域里最活跃的技术，并且在电力系统中大量应用。随着科学技术发展，大量的电力电子装置如整流器、逆变器、直流变流器、交流变流器、各类电源和开关等数量剧增，对电网产生的“污染”愈加严重。不仅用户的用电安全不能得以保障，更违背了绿色电网的理念。“绿色”电网的理念，对整流器来说是要保证整流设备运行于单位功率因数、网侧无谐波<sup>[1]</sup>。

传统地提高整流设备功率因数和抑制谐波的方法有两种；一是被动的、对整流设备加装谐波和无功补偿装置；二是主动的、应用电力电子控制技术，对整流设备进行功率因数校正<sup>[2]</sup>。

在第一种方法中一般有无源滤波装置和有源滤波装置两种类型。其中，应用广泛的并联型有源滤波装置（Active Power Filter, APF）是根据负载测的谐波和基波无功电流，通过 PWM 逆变电路补偿出与之大小相等，极性相反的电流。由于抵消了电网中的谐波和基波无功，从而保证网侧只含有同相位的电压和基波电流。并联型有源电力滤波器的工作原理如图 1-1 所示：

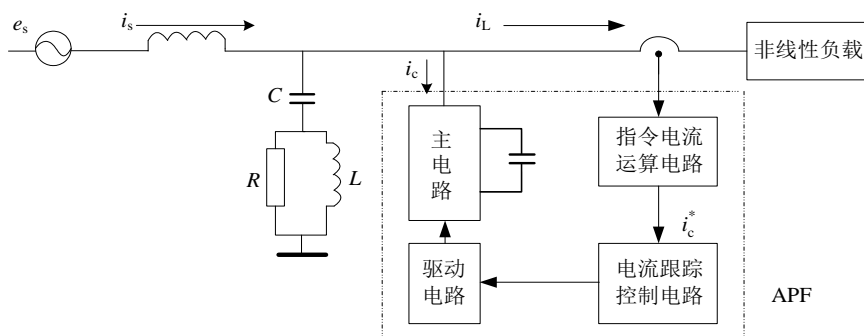


图 1-1 并联型有源电力滤波器系统图

Fig.1-1 System structure diagram of shunt active power filter

APF 技术用于补偿大小和频率都变化的谐波和无功电流，有可控性强和实时性高等优点，但结构相对复杂且成本较高，一般应用于电力系统、轨道供电、冶炼等高压、大功率的应用场合。

第二种方法是功率因数校正技术（PFC），也包括无源功率因数校正技术

和有源功率因数校正技术。基于电感、电容和二极管等无源器件构成的无源滤波器具有功率因数低、实时性差的缺点，因此，引入有源功率因数校正技术迫在眉睫。

相比于加装谐波和无功补偿装置，高功率因数整流器是从根本上治理谐波，提高功率因数，减少电网污染，实现装置“绿色化”的一种有效方法。将该技术应用于整流电路会大大提高传统整流器的性能，提高改善功率因数，提高电能质量。

随着 PWM 技术在变流器中广泛使用，促进了电力电子技术的发展<sup>[3]</sup>。准确的说，PWM 变流器是一种可四象限运行的变流器。由于电压和功率等级的提高，传统的两电平变换器难以实现高压大功率化，器件的承受电压电流能力也受到限制。随着三电平以及多电平 PWM 技术的发展，出现了新型、三电平拓扑结构整流器，如二极管钳位电路和 VIENNA 整流器<sup>[4]</sup>，其中 VIENNA 整流器因其具有电路结构简单、功率器件电压应力低、效率高、不存在桥臂直通问题等特点引起了国内外学者的广泛关注。

本文针对这种新型的三相、三电平 VIENNA 整流器的功率拓扑结构和相关的关键技术进行深入研究，为未来该技术在高效变流器中的应用奠定理论基础。

## 1.2 三电平整流器拓扑结构的演变

随着电力电子技术的飞速发展，在某些大功率场合出现了三相、三电平变流器，因此对三电平变流技术提出了更高要求，并引起了国内外众多学者的广泛关注。随着全控型电力电子器件的发展，PWM 整流以其可单位功率因数运行、较快的响应速度、能量可双向传输等优点，正逐渐取代传统的不控整流和相控整流<sup>[5]</sup>。

目前，所应用的整流器种类繁多，分类方法也十分多样。最基本的方法就是根据整流器中的储能元件是电感还是电容，将 PWM 整流器分为电压型和电流型两大类。还有其它的分类方法，如按电网相数、调制电平数等<sup>[6]</sup>。

如图 1-2 所示，电压型和电流型 PWM 整流器为两电平。由于两电平功率拓扑结构在应用于高压情况时不能满足器件耐压要求，而三电平 PWM 整流器正逐渐成为 PWM 变流器的研究热点<sup>[7]</sup>。对其研究方向主要集中在拓扑结构的改进、控制策略的优化、中点电位平衡等方面。以下，将进一步介绍三电平整流器拓扑结构的变化。

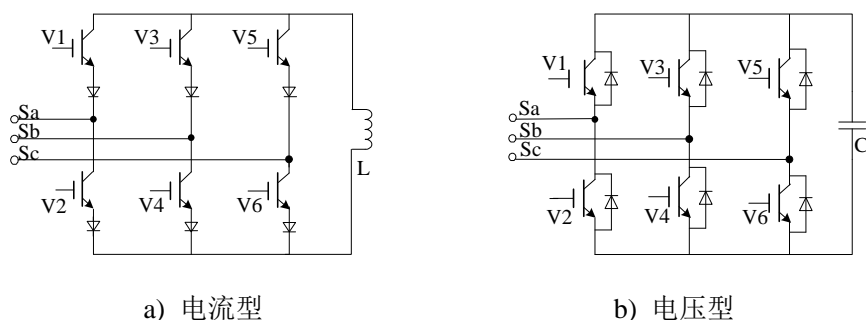


图 1-2 有源电力滤波器的主电路结构

Fig.1-2 Main circuit structure of active power filter

### 1. 二极管钳位型三电平整流器

由图 1-3 可以看出，采用二极管钳位的每相桥臂由 4 个功率管 Va1、Va2、Va3、Va4 和 2 个二极管 T1、T2 组成，每相桥臂中间的 2 个功率开关管 Va2、Va3 与其桥臂上的 2 个二极管 T1、T2 构成了中点钳位电路，直流侧两串联电容为 C1、C2，其中点与两个二极管中点连接。在图 1-3 中，Va、Vb、Vc 为电网三相电压，La、Lb、Lc 为三相电感。

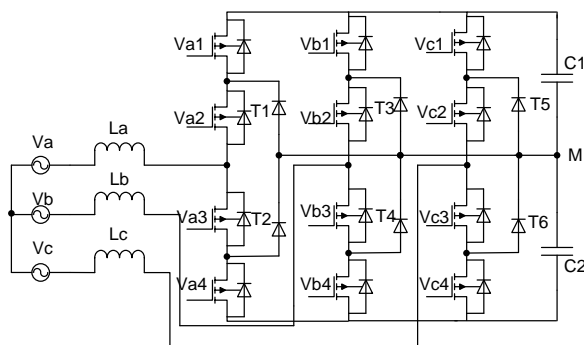


图 1-3 二极管钳位型三电平整流器

Fig.1-3 NPC three-level PWM rectifier

二极管钳位型三电平整流器的优点有：（1）与两电平 PWM 整流器类似，二极管钳位 PWM 整流器可实现能量的双向流动，功率因数可达到 1；（2）功率管承受的电压应力小，适于中高压场合；（3）因采用二极管进行钳位，相比电容钳位式，器件体积大大减小；（4）与两电平变换器相比，在相同的开关频率下三电平变换器输出的电压谐波较小，因此，三电平变换器可以采用较低的开关频率和较小的升压电感。

二极管钳位型三电平整流器的缺点体现在：中点电位平衡问题，即直流侧两个电容电压不均衡，而且不可避免，可以通过改进控制方法来达到中点电位

平衡<sup>[8]</sup>。

## 2. 三相两桥臂二极管钳位三电平整流器

外国学者 Bor-ren Lin 等人在二极管钳位型 PWM 整流器的基础上提出了两桥臂三相三电平 PWM 整流器，如图 1-4 所示，即在三桥臂三相三电平 PWM 整流器的基础上减少了一个桥臂，第三相与输出电容的中点 M 相连。由于少了四个功率管和两个二极管，驱动电路也少了四个，因此简化了硬件结构。该拓扑结构的缺点是：由于中点电位与流入中点电流的大小和方向有关，因此中点电位的平衡控制也变得十分复杂。

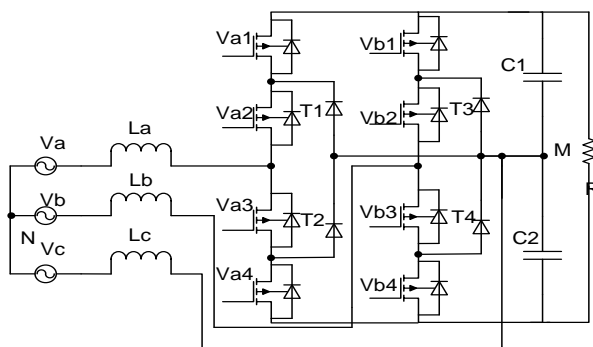


图 1-4 三相两桥臂整流器

Fig.1-4 A three-phase two bridge arms three level rectifier

## 3. 三相三电平 VIENNA 整流器

由图 1-5 所示，三相三电平 VIENNA 整流器的每个桥臂包括一个功率管（Sa'）和四个二极管（D1~D4）构成的双向开关和起续流作用的上下两个二极管（D1+、D1-）。与二极管钳位电路相比，其功率拓扑结构要简单的多，功率管仅为钳位电路的四分之一，为此只需三个驱动电路。

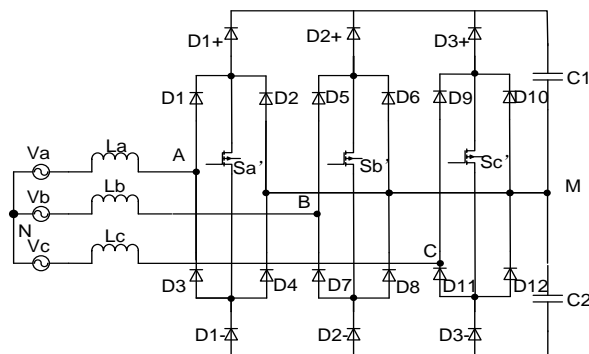


图 1-5 三相 VIENNA 整流器

Fig.1-5 Three-phase VIENNA rectifier

三相三电平 VIENNA 整流器的特点体现在：(1) 开关管的通断不会造成桥臂直通现象，无需设置死区，简化了硬件电路结构，减小了电路体积；(2) 通过使输入电流正弦化，实现单位功率因数运行；(3) VIENNA 整流器属于升压 Boost 型电路，采用高频、电流跟踪控制方式，具有功率密度高、电流畸变率低的特点；(4) VIENNA 整流器的缺点是不能实现能量的双向流动，只能用于整流设备<sup>[9-12]</sup>。

### 1.3 三相三电平 VIENNA 整流器控制策略

三相三电平 VIENNA 整流器的通用控制方法包括：电流滞环法、固定开关频率法、单周期法和三电平空间矢量法。以下对前 3 种 VIENNA 整流器控制策略进行对比、分析，空间矢量控制作为本文的主要研究内容将在后续章节中加以介绍<sup>[13-15]</sup>。

#### 1. 单周期控制策略

20 世纪 90 年代初，美国 Smedley 和 Cuk 教授提出了一种新型的、非线性电力电子变换控制理论，即单周期控制理论(OCC)<sup>[16-21]</sup>。OCC 技术又称为积分复位技术，最初被应用在 DC-DC 变换，随着各国学者的不断研究，正被逐渐应用于电能质量控制和三相功率因数校正等电路。采用单周期控制的三相 VIENNA 整流器具有电路实现简单、抑制干扰能力强、响应迅速、功率因数高、电流畸变低等优点。

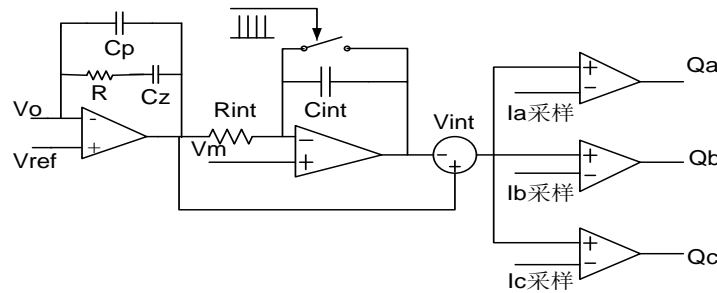


图 1-6 基于单周期控制的 VIENNA 整流器原理图

Fig.1-6 Schematic diagram of the one cycle control VIENNA rectifier

图 1-6 给出了单周期控制 VIENNA 整流器控制原理图。把直流侧输出电压  $V_o$  分压后连接于误差放大器的反向输入端，经过误差放大器输出一个与  $V_o$  成比例的  $V_m$ ；将放大值  $V_m$  与  $V_m$  的快速积分值  $V_{int}$  做差得电流控制基准信号  $V_c = V_m - V_{int}$ ；将电感电流的采样信号  $I_L$  与电流控制基准信号  $V_c$  一起送入 COMP 比较器进行比较得出开关信号；当采样信号达到基准值时比较器翻转，

输出控制信号；在不采集输入电压的情况下，单周期控制可以实现交流侧输出电压与电流同相位，从而可等效为一个纯电阻。

## 2. 开关频率固定的电流控制策略

固定开关频率电流控制，是指三角波的频率固定，以电流给定值与反馈值的差作为调制波的控制手法，并与三角载波相比较得到功率管的控制信号。如图 1-7 所示， $U^*_{dc}$ 、 $U_{dc}$  为直流侧电压值及其给定值，两者的差经电压 PI 调节器提供指令电流  $I_d$ ， $I_d$  与来自电网、互差  $120^\circ$  的三相正弦信号相乘作为电流环的电流给定，与反馈电流进行比较，结果与三角载波比较后控制功率开关管的通断，以此实现电流跟踪控制。开关频率固定的电流控制方法具有开关频率固定，利于滤波电感设计的特点，并且易于和 DSP 进行接口。

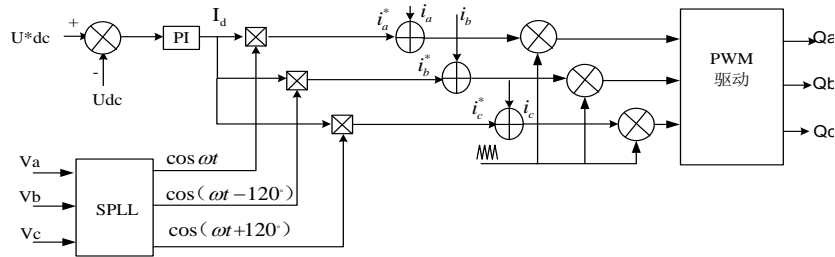


图 1-7 基于三角载波控制的 VIENNA 整流器原理图

Fig.1-7 Schematic diagram of the VIENNA rectifier based on triangularcarrier control

## 3. 电流滞环 VIENNA 整流器控制策略

如图 1-8 所示，在电流滞环控制方法中， $U_{dc}$ 、 $U^*_{dc}$  为直流侧电压给定和电压采样值，经电压 PI 调节输出电流正弦波给定的幅值，与来自电网、互差  $120^\circ$  的三相正弦信号相乘作为电流环的电流给定，与反馈电流进行比较，结果控制功率开关管的通断，以此实现电流跟踪控制。该方法的优点是方法简单、易于实现；缺点是开关频率与环宽有关、不够固定，增加了输入电感的设计难度，此外有时还会增加功率器件的开关损耗<sup>[22,23]</sup>。

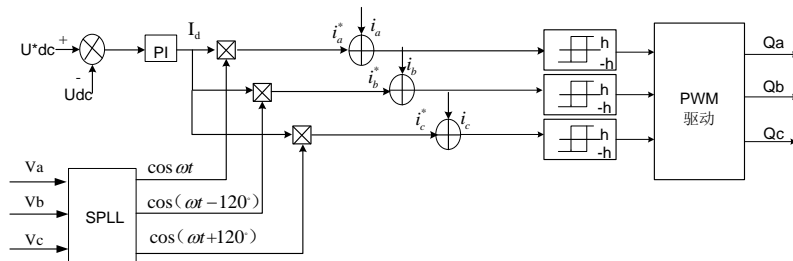


图 1-8 基于滞环控制的 VIENNA 整流器原理图

Fig.1-8 Schematic diagram of the VIENNA rectifier based on hysteresis control

## 1.4 VIENNA 整流器的技术难点

与传统三电平变换器一样，中点电位平衡问题是必需解决的关键问题之一。影响三电平 VIENNA 整流器中点平衡的因素包括硬件参数的分散性、负载突变、控制策略的选取等<sup>[24-26]</sup>。针对三电平 VIENNA 整流器的中点电位平衡问题，本文提出以下几种解决方案：

### 1. 开环被动控制法

这种方法通过选择矢量和确定矢量作用顺序来控制中点电位，即在电压矢量的合成算法中，把正负小矢量的作用时间平均分配。这种方法在负载发生扰动时，比较难控制中点电位平衡，抗扰性能较差。

### 2. 硬件中点平衡控制方法

基于硬件的平衡控制方法有多种，此处介绍常用的两种，第一种是使中点电流流入直流电源和电容之间新增加的换流器内，不从中点流入，因此达到中点平衡，该方法比较复杂成本高，不利于实现；第二种是利用 Buck、Boost 电路来对直流侧两电容进行充放电控制，通过检测两电容的电压差来实现均压控制，该方案原理简单，与负载及整流器无关，但需要增加对功率开关管的驱动控制，增加了系统的成本<sup>[27-29]</sup>。

### 3. 基于平衡因子控制方法

这种方法综合了交流侧电流的方向和直流侧两电容电压之间的关系得到平衡因子方程式，通过调节正负小矢量的作用时间来平衡中点电位。该方法具有较好的平衡效果<sup>[30-34]</sup>。

## 1.5 课题研究的主要内容

本文主要是对三相电压型 VIENNA 整流器的关键技术，即 PWM 控制策略及中点平衡等问题进行深入研究，具体研究内容如下：

(1) 对三电平整流器的国内外发展状况进行深入分析，对常规三电平整流器的关键问题，如 PWM 控制和中点电位平衡控制进行深入研究。

(2) 对 VIENNA 整流器的功率拓扑、工作机理进行分析，建立其数学模型，并对 VIENNA 整流器的控制环路进行设计。

(3) 对 VIENNA 整流器的关键问题，即 SVPWM 调制技术的工作原理及实现方法进行研究，并探讨中点电位不平衡的原因及解决办法。

(4) 应用 MATLAB/SIMULINK 软件建立系统模型，验证本文所提出控制策略的可行性。



(5) 对整体系统进行参数设计、器件选取，对系统的硬件电路和软件进行设计，搭建实验平台，对实验平台进行初步调试，得出实验结果，总结全文。

## 第2章 VIENNA 整流器的工作原理及数学模型

本章介绍了 VIENNA 整流器的功率拓扑结构，详尽地分析了其工作原理及其数学模型。建立了整流器在三相静止坐标系和同步旋转坐标系下的数学模型，并对 VIENNA 整流器的控制环路进行设计。

### 2.1 VIENNA 整流器的拓扑结构及工作原理

#### 2.1.1 VIENNA 整流器拓扑结构分析

三相 VIENNA 整流器拓扑结构如图 2-1 所示，采用三相三线制的型式，连接电容中点 M 和中性点 N 就构成了三相四线制结构。其中， $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  为三相对称的电源， $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$  为三相升压电感， $D1+$ 、 $D1-$ 、 $D2+$ 、 $D2-$ 、 $D3+$ 、 $D3-$  为续流二极管，功率器件  $Sa'$ 、 $Sb'$ 、 $Sc'$  连接于整流器输入端和直流母线电容中点，每个双向开关管有开通和关断两种状态。

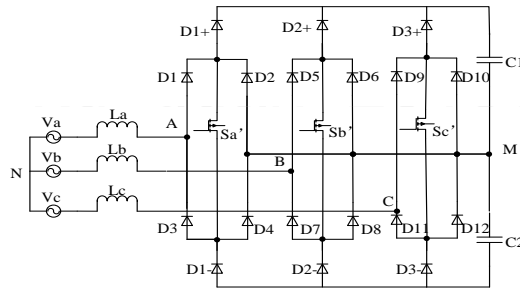


图 2-1 VIENNA 整流器拓扑结构

Fig.2-1 VIENNA rectifier topology

如图 2-2 a)所示， $S$ 、 $D1$ 、 $D2$ 、 $D3$ 、 $D4$  组成部分，可以将这一部分从电路中提取出来，等效为图 2-2 b)所示的一个双向开关  $Sa$ 。

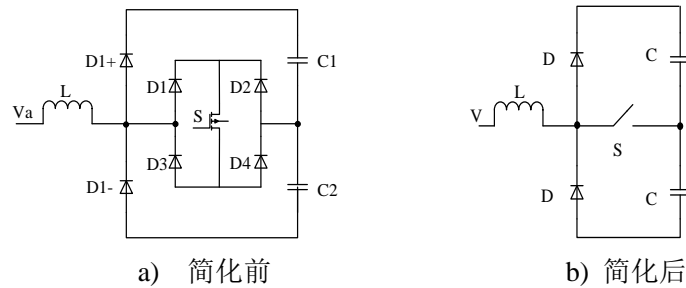


图 2-2 简化的双向开关

Fig.2-2 Simplified Bi-directional Switch

通过对每一相桥臂的简化，可以得到三相三电平 VIENNA 整流器的等效简化电路，如图 2-3 所示。

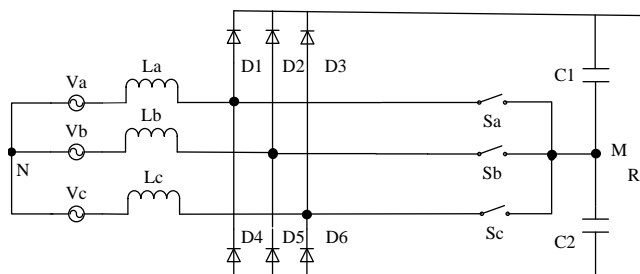


图 2-3 VIENNA 整流器等效简化电路图

Fig.2-3 The simplified circuit diagram of VIENNA rectifier

简化后的整流电路与简化之前的工作原理完全相同，所不同的是开关管关断时，简化后的开关管承受的最大反向电压为直流输出全压，而简化之前所有的二极管以及功率管承受的最大反相电压为输出电压的一半。

### 2.1.2 工作原理及开关状态分析

VIENNA 整流器的工作原理与开关管的状态及电源侧电流方向有关，每一相桥臂都可以等效为一个正向和反向 Boost 电路。三相三线制结构流入 M 点的一相电流通过另外两相构成回路。现以一相电流流电路径为例，另两相与之相同，以下根据电网电压极性，分两种情况进行讨论：

#### 1. 电网电压为正半周时

在电网电压为正半周，开关导通和关断的时候，每一相桥臂上电流的流电路径分别如图 2-4 中箭头所示。

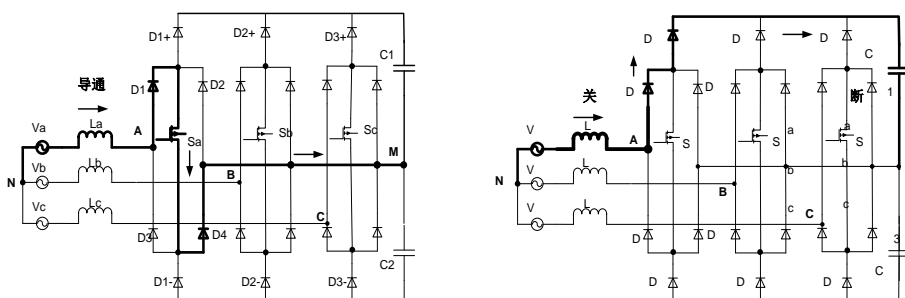


图 2-4 VIENNA 整流器工作原理

Fig.2-4 The working principle of VIENNA rectifier

当开关管 Sa 导通时，电流通过 Sa 流至电容中点，电流的流电路径为 N—La—D1—Sa—D4—M，该过程中电压  $V_a > 0$ ，电流不断地增大对电感 La 进行

储能，此时 A 点相对于电容中点电位为 0。当开关 Sa 关断后，电流通过续流二极管 D1+续流，流电路径为 N—La—D1—D1+—C1—M，电感释放能量，对电容 C1 充电，A 点相对电容中点电位为  $1/2V_{dc}$ 。这一过程相当于一个 Boost 电路的充放电过程。

## (2) 电网电压为负半周时

在电网电压为负半周，开关导通和关断的时候，每一个桥臂上电流的流电路径如图 2-5 中箭头所示：

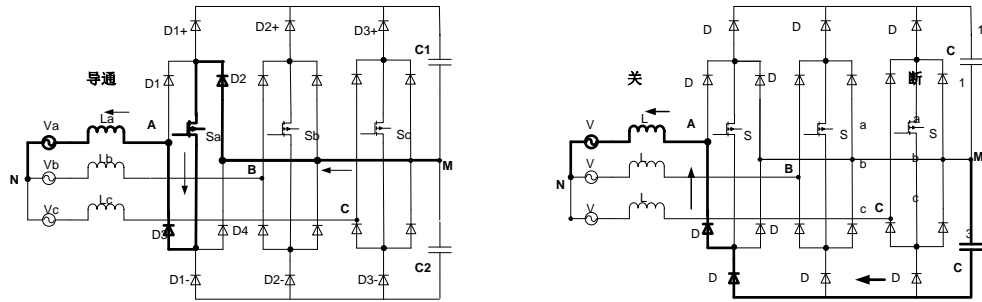


图 2-5 VIENNA 整流器工作原理

Fig.2-5 The working principle of VIENNA rectifier

当开关管 Sa 导通时，A 点电位被钳位至电容中点 M，A 点对中点电位为 0。电流流电路径为 M—D2—Sa—D3—La—N。当开关 Sa 关断后，电流通过续流二极管 D1+续流，流电路径为 M—C2—D1—D3—La—N。A 点对中点电位为  $-1/2V_{dc}$ 。这一过程相当于一个反向 Boost 电路。

以上为一相桥臂工作原理，由于三相之间互相耦合，为了分析三相电路之间的流通状态，保持电感电流方向一致，特将一个电压周期分成 6 等分，每个部分为  $60^\circ$  区间。划分原则为在每个区间内电压极性保持一致，不存在电压过零点，划分方法如图 2-6 所示。

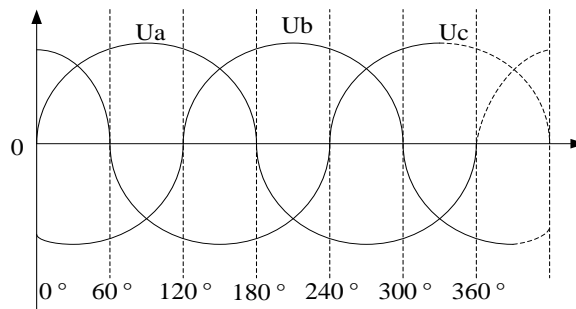


图 2-6 三相电压区间

Fig.2-6 Three-phase voltage region

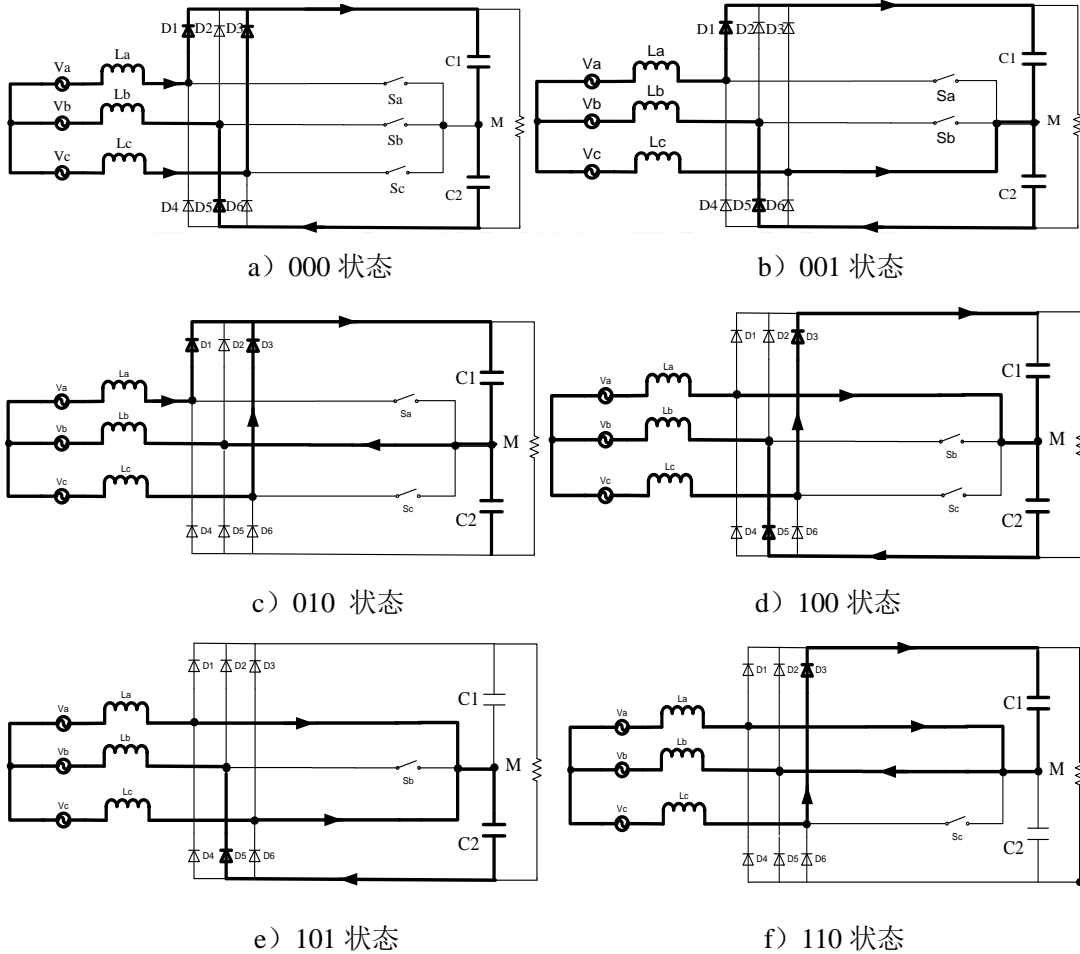
规定  $0^\circ - 60^\circ$  区间为扇区一 ( $V_a > 0$ 、 $V_b < 0$ 、 $V_c > 0$ )； $60^\circ - 120^\circ$  为扇区二 ( $V_a > 0$ 、 $V_b < 0$ 、 $V_c < 0$ )； $120^\circ - 180^\circ$  为扇区三 ( $V_a > 0$ 、 $V_b > 0$ 、 $V_c < 0$ )，以此类推。由于每相桥臂有导通和关断两种状态，设开关  $S_i$  ( $i=a, b, c$ ) 以 1 表示导通，0 表示关断。在扇区一工作状态 ( $V_a > 0$ 、 $V_b < 0$ 、 $V_c > 0$ ) 下，三相 VIENNA 整流器共有  $2^3 = 8$  种工作模式。

表 2-1 区间  $0^\circ - 60^\circ$  内的开关模式

Tab. 2-1 Switch mode in region  $0^\circ - 60^\circ$

开关	状态							
$S_a$	0	0	0	1	1	1	0	1
$S_b$	0	0	1	0	0	1	1	1
$S_c$	0	1	0	0	1	0	1	1

三相 VIENNA 电路在扇区一内不同开关模式下的工作情况如图 2-7 所示。



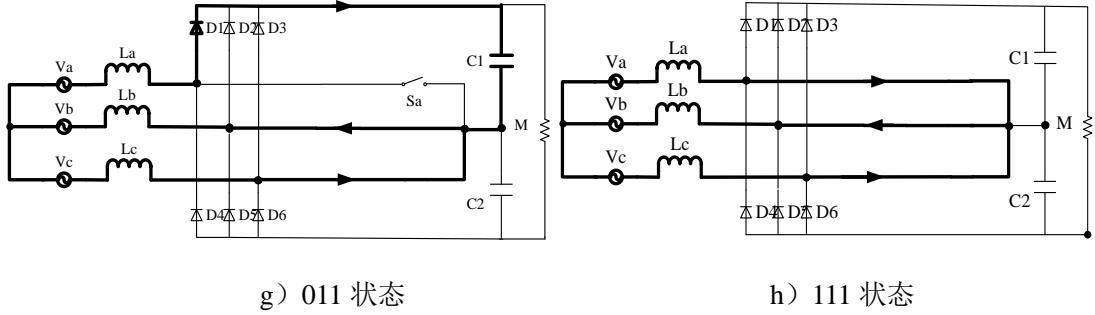

 图 2-7 在  $0^\circ - 60^\circ$  电压区间内不同开关模式下的工作原理

 Fig.2-7 Working principle under switch modes in the region of  $0^\circ - 60^\circ$ 

如图 2-7 所示，图中的粗线部分为电流流通过径，其它区间的工作情况与区域一类似，以下分析 VIENNA 整流器的数学模型。

## 2.2 VIENNA 整流器的数学模型

### 2.2.1 基于三相静止坐标下的数学模型

由 VIENNA 整流器的工作原理可知，通过控制每个桥臂功率开关管的通断并结合电流方向，每相交流侧都有  $1/2V_{dc}$ 、 $-1/2V_{dc}$ 、 $0$  三种电平状态。为分析方便，作如下假设：（1）所有功率开关为理想开关，开关过程产生的压降和损耗忽略不计；（2）开关频率远远大于交流侧基波频率。

重新定义开关函数，设  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ) 为第  $i$  相的开关函数，可表示为：

$$S_i = \begin{cases} 0 & S_i \text{ 导通} \\ 1 & S_i \text{ 关断, 且 } i_i > 0 \\ -1 & S_i \text{ 关断, 且 } i_i < 0 \end{cases} \quad (2-1)$$

简化之后 VIENNA 整流器的等效电路图如图 2-8 所示。

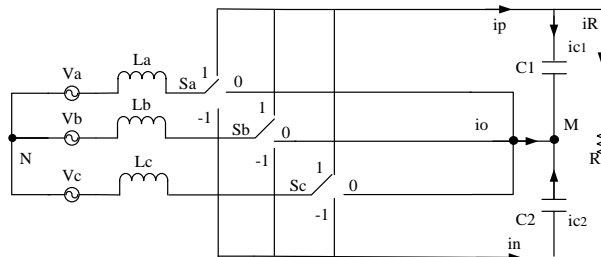


图 2-8 VIENNA 整流器等效简化电路图

Fig.2-8 Simplified equivalent circuit diagram of VIENNA rectifier

将开关函数  $S_i$  分解为  $S_{ip}$ 、 $S_{io}$ 、 $S_{in}$  3 个单刀开关。根据开关管的导通情况和电流的方向有以下关系式成立：若  $S_i=1$ ，则  $S_{ip}=1$ ， $S_{io}=0$ ， $S_{in}=0$ ；若  $S_i=0$ ，则  $S_{ip}=0$ ， $S_{io}=1$ ， $S_{in}=0$ ；若  $S_i=-1$ ，则  $S_{ip}=0$ ， $S_{io}=0$ ， $S_{in}=1$ 。显而易见开关满足如下约束关系：

$$\begin{cases} S_{ip} + S_{io} + S_{in} = 1 \\ S_{ij} = 0 \text{ 或 } 1 \end{cases} \quad (2-2)$$

式中， $i=a、b、c$ ； $j=p、n、o$ 。

根据三电平整流桥主电路，由 KVL 定律，可以得到下面的等式：

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - Ri_a - v_{aN} \\ L_b \frac{di_b}{dt} = V_b - Ri_b - v_{bN} \\ L_c \frac{di_c}{dt} = V_c - Ri_c - v_{cN} \end{cases} \quad (2-3)$$

式中， $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$  为整流桥交流侧电感， $R$  为交流侧等效电阻， $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  分别为电网三相交流电压， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为电网三相交流电流， $v_{aN}$ 、 $v_{bN}$ 、 $v_{cN}$  分别为整流桥交流输入端对交流电源中点  $N$  的电压，可以表示为：

$$\begin{cases} v_{aN} = v_{aM} + v_{MN} \\ v_{bN} = v_{bM} + v_{MN} \\ v_{cN} = v_{cM} + v_{MN} \end{cases} \quad (2-4)$$

式中， $v_{aM}$ 、 $v_{bM}$ 、 $v_{cM}$  分别为整流桥三相桥臂交流输入端对输出中点  $M$  的电压， $v_{MN}$  为输出中点  $M$  对中性点  $N$  的电压。

由开关函数的定义和电路图可得交流侧电压：

$$\begin{cases} v_{aM} = S_{ap}V_{c1} - S_{an}V_{c2} \\ v_{bM} = S_{bp}V_{c1} - S_{bn}V_{c2} \\ v_{cM} = S_{cp}V_{c1} - S_{cn}V_{c2} \end{cases} \quad (2-5)$$

三相对称时，有下列恒等关系式：

$$\begin{cases} v_a + v_b + v_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2-6)$$

由式(2-3)、(2-4)、(2-5)、(2-6)，可得：

$$\begin{aligned} v_{MN} &= -(v_{aM} + v_{bM} + v_{cM}) / 3 \\ &= -\left[ (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})V_{c1} - (S_{an} + S_{bn} + S_{cn})V_{c2} \right] / 3 \end{aligned} \quad (2-7)$$

$$\begin{cases} v_{aN} = \left( S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) V_{c1} + \left( -S_{an} + \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) V_{c2} \\ v_{bN} = \left( S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) V_{c1} + \left( -S_{bn} + \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) V_{c2} \\ v_{cN} = \left( S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) V_{c1} + \left( -S_{cn} + \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) V_{c2} \end{cases} \quad (2-8)$$

根据电压节点  $p$ ，可列出下关系：

$$\begin{cases} i_p = i_{c1} + i_R \\ i_{c1} = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} \\ i_p = S_{ap}i_a + S_{bp}i_b + S_{cp}i_c \end{cases} \quad (2-9)$$

根据电压节点  $n$ ，可列出如下关系：

$$\begin{cases} i_n = i_{c2} - i_R \\ i_{c2} = -C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} \\ i_n = S_{an}i_a + S_{bn}i_b + S_{cn}i_c \end{cases} \quad (2-10)$$

对直流侧中点  $M$  有如下关系式：

$$\begin{cases} i_o = -i_{c2} - i_{c1} \\ i_o = S_{ao}i_a + S_{bo}i_b + S_{co}i_c \end{cases} \quad (2-11)$$

式中， $C_1$ 、 $C_2$  为直流两电容， $R$  为直流侧负载等效电阻； $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$  分别为两电容电压。 $i_R$  为直流侧负载电流； $i_{c1}$  和  $i_{c2}$  分别为两个直流电容的电流。

在满足三相电网电压对称的时候，得到在  $abc$  坐标系下 VIENNA 整流器的数学模型表达式，易知 VIENNA 整流器是一个多变量、强耦合、高阶次非线性系统。

$$Z \frac{dX}{dt} = AX + Bu \quad (2-12)$$



式中:  $Z = \text{diag}[L_1 \ L_2 \ L_3 \ C_1 \ C_2]$ ;

$X = [i_a \ i_b \ i_c \ V_{C1} \ V_{C2}]^T$ ;

$B = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$ ;

$u = [v_a \ v_b \ v_c \ 0 \ 0]^T$ 。

假设三相电网电压对称可得:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) \\ \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中,  $\omega$  为电网的角频率;  $\varphi$  为相电压的初始角;  $V_p$  为相电压幅值。

$$A = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -(S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}) & (S_{an} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}) \\ 0 & -R & 0 & -(S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}) & (S_{bn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}) \\ 0 & 0 & -R & -(S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3}) & (S_{cn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3}) \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & -\frac{1}{R_0} & \frac{1}{R_0} \\ -S_{an} - S_{bn} - S_{cn} & -\frac{1}{R_0} & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

可以得到三相静止坐标系下 VIENNA 整流器的等效电路模型, 如图 2-9 所示:

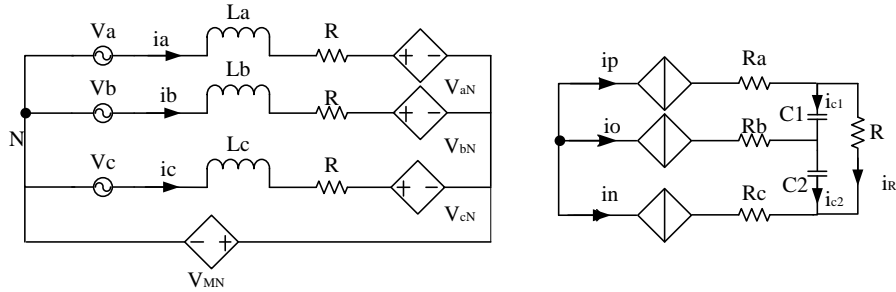


图 2-9 abc 静止坐标系下的等效电路模型

Fig.2-9 The equivalent circuit model under abc coordinate system

### 2.2.2 基于同步旋转坐标下的数学模型

在 abc 坐标系下的 VIENNA 整流器的三相变量互相耦合，增加了控制难度，为简化系统设计，在同步旋转坐标系下，三相对称交流电压电流将成为直流量。设 dq 坐标系中 d 轴相对于 a 轴的初始角度为 0，则变换矩阵为：

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

所有在 abc 坐标系下的三相变量通过上式的转换矩阵，转换为 dq 坐标系下的旋转直流量，设 X 代表电路中各处相对应的电压、电流，转换方法如下：

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} X_a & X_b & X_c \end{bmatrix}^T \quad (2-16)$$

对于开关函数相应的坐标变换关系为：

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} S_{dp} \\ S_{qp} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} S_{dn} \\ S_{qn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} S_{do} \\ S_{qo} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} S_{ao} & S_{bo} & S_{co} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (2-17)$$

将式(2-15)、(2-16)、(2-17)带入(2-12)得：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q - S_{dp} V_{c1} + S_{dn} V_{c2} + V_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d - S_{qp} V_{c1} + S_{qn} V_{c2} + V_q \end{cases} \quad (2-18)$$

$$\begin{cases} C \frac{dV_{c1}}{dt} = S_{dp} i_d + S_{qp} i_q - i_R \\ C \frac{dV_{c2}}{dt} = -S_{dn} i_d - S_{qn} i_q - i_R \end{cases} \quad (2-19)$$

于是，d, q 坐标系中 VIENNA 整流器的数学模型为：

$$Z \frac{dX_{dq}}{dt} = AX_{dq} + Bu \quad (2-20)$$

$$B = diag[1 \quad 1 \quad 0 \quad 0];$$

$$A = \begin{bmatrix} -R & \omega & -S_{dp} & S_{dn} \\ -\omega & -R & -S_{qp} & S_{qn} \\ S_{dp} & S_{dp} & -\frac{1}{R_o} & -\frac{1}{R_o} \\ -S_{qn} & -S_{qn} & -\frac{1}{R_o} & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \circ$$

Fig.2-10 The equivalent circuit model under dq coordinate system

式(2-18)经过整理,可以得到:

$$\begin{cases} V_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + S_{dp} V_{c1} - S_{dn} V_{c2} \\ V_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + S_{qp} V_{c1} - S_{qn} V_{c2} \end{cases} \quad (2-21)$$

- 18 -

成：

$$\begin{cases} W_d = -(LP + R)i_d + \omega Li_q + V_d \\ W_q = -(LP + R)i_q - \omega Li_d + V_q \end{cases} \quad (2-22)$$

每一个恒等式中都含有  $i_d$ 、 $i_q$ 。每一相电流的变化都会对另一相电压电流产生影响，方便对电流的 dq 轴分量进行控制，现对相互耦合的电流  $i_d$ 、 $i_q$  采用电流前馈解耦控制算法，引入前馈电流  $i_d^*$ 、 $i_q^*$ 。

$$\begin{cases} V_d^* = \left( K_p + \frac{K_I}{S} \right) (i_d^* - i_d) + \omega Li_q + V_d \\ V_q^* = \left( K_p + \frac{K_I}{S} \right) (i_q^* - i_q) - \omega Li_d + V_q \end{cases} \quad (2-23)$$

通过上式得到指令电压矢量在 dq 坐标系的分量，再经过 Park 反变换即可得到在  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系下的分量。也就是指令电压矢量在  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标轴中的投影。由于 d 轴代表有功分量，q 轴表示无功分量，通过解耦后的电压电流可以分别控制系统的有功与无功。指令电流矢量可以通过下面的公式获得：

$$i_d^* = \left( K_1 + \frac{K_2}{S} \right) (V_{ref} - V_{dc}) \quad (2-24)$$

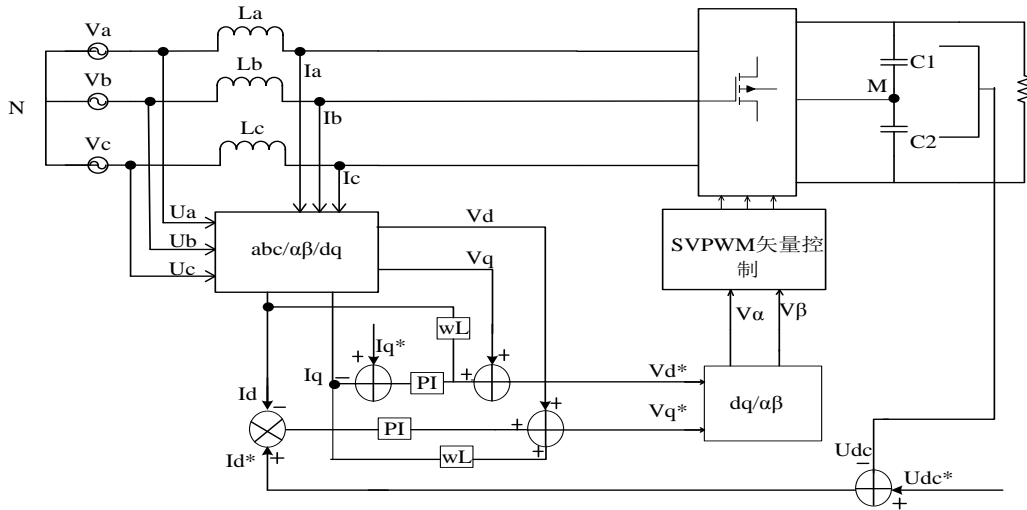


图 2-11 VIENNA 整流器矢量控制框图

Fig.2-11 The vector control diagram of VIENNA rectifier

图 2-11 为 VIENNA 整流器矢量控制框图，采用基于前馈解耦的电压电流双闭环控制策略。输出电压的采样值与给定值做差，经 PI 调节器可以得到电流指令值；三相电压电流经 Clark 变换、Park 变换，可以得到同步旋转坐标系

下的直流量。输出的指令电压矢量即是本空间矢量控制所需要跟踪的量。输入 SVPWM 矢量控制模块中，通过 SVPWM 算法实现对开关管的驱动。下一章将对 VIENNA 空间矢量控制算法进行详细求解。

## 2.4 本章小结

本章主要介绍 VIENNA 整流器的工作原理，数学模型的推导以及在 dq 解耦模式下完成对 VIENNA 整流器矢量控制框图的设计。

## 第3章 VIENNA 整流器的空间矢量调制及中点电位平衡研究

本章重点研究空间矢量调制算法在三相 VIENNA 整流器的应用，对算法中的每一步骤详细分析讲解，重点讨论在 SVPWM 算法下的中点电位平衡控制策略<sup>[35-37]</sup>。另外，提出一种基于硬件的平衡直流环节的简单方法。

### 3.1 VIENNA 整流器空间矢量调制算法实现

#### 3.1.1 VIENNA 整流器空间矢量平面

由上一章 VIENNA 整流器的工作原理可知，三相三开关三电平 VIENNA 整流器，根据电流方向和开关状态，每个桥臂有  $V_{dc}/2$ 、0 和  $-V_{dc}/2$  三种输出电压。为了更直观地表示电平状态，将三种电压分别定义为状态 1、0、-1，所以三电平整流器共有  $3^3=27$  种电平状态（其中，1、1、1，-1、-1、-1 为两种无效状态）。 $v_{aN}$ 、 $v_{bN}$ 、 $v_{cN}$  的不同综合，即空间矢量的模在 abc 坐标系下的投影值。它们之间的关系如表 3-1 所示，利用式(2-8)求解获得。

表 3-1 输入端相电压值和旋转矢量模值

Tab. 3-1 Input voltage value and rotation vector modulus

25 个矢量	电平状态	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	模值
$V_0$	000	0	0	0	0
$V_{1n}$	0-1-1	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{1p}$	100	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{2n}$	00-1	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$V_{2p}$	110	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$V_{3n}$	-10-1	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{3p}$	010	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{4n}$	-100	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{4p}$	011	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{5n}$	-1-10	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$V_{5p}$	001	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$

续表 3-1 输入端相电压值和旋转矢量模值

25 个矢量	电平状态	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	模值
$V_{6n}$	0-10	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{6p}$	101	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
$V_{11}$	10-1	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$V_{12}$	01-1	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$V_{13}$	-110	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$V_{14}$	-101	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$V_{15}$	0-11	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$V_{16}$	1-10	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$V_1$	1-1-1	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$V_2$	11-1	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$V_3$	-11-1	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$V_4$	-111	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$V_5$	-1-11	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$V_6$	1-11	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$

25 种电平状态得到的 25 种电压矢量，其中包括 12 个小矢量（可分为 6 个正小矢量和 6 个负小矢量）、6 个中矢量、6 个大矢量和 1 个 0 矢量。如表 3-2 所示。认为  $V_{c1}=V_{c2}=V_{dc}/2$ ，按模值的不同，将 25 种电压矢量按大小分为零矢量、小矢量、中矢量、大矢量。对应的模值大小分别为 0、 $V_{dc}/3$ 、 $\sqrt{3}V_{dc}/3$ 、 $2V_{dc}/3$ 。可以产生 19 个不等的电压矢量。25 个矢量的顶点组成一个正六边形空间矢量图，如图 3-1。

表 3-2 三电平空间矢量表

Tab. 3-2 Table of three-level space vectors

零矢量		$V_{00}$
小矢量	正小矢量	$V_{1p}, V_{2p}, V_{3p}, V_{4p}, V_{5p}, V_{6p}$
	负小矢量	$V_{1n}, V_{2n}, V_{3n}, V_{4n}, V_{5n}, V_{6n}$
中矢量		$V_{11}, V_{12}, V_{13}, V_{14}, V_{15}, V_{16}$
大矢量		$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$

由图 3-1 可以看出小矢量存在冗余矢量，在矢量图的位置相同，根据电平状态的正负，在小矢量中输出电平为正的是正小矢量，输出电平为负的是负小矢量。由于两个矢量的作用效果相同，所以选择矢量的合成就有多种可能，这

使得空间矢量控制更加多样化，而且可以利用小矢量成对出现对中点电位进行控制，这些将在后续章节进行详细讲解<sup>[38-43]</sup>。

六个大矢量把空间矢量图划分成六个大区域，每个大区域又可以划分为六个小区域，如大区域一内的 1—6 六个小区域划分方法，矢量图中一共有  $6 \times 6 = 36$  个小区域。这样划分可以方便的确立用来合成的三个矢量。

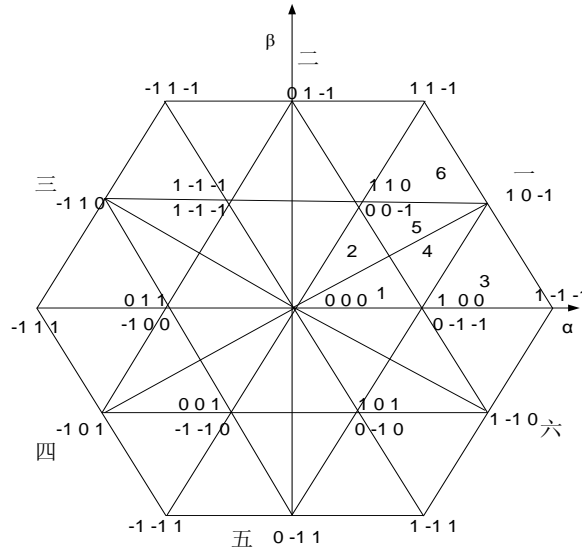


图 3-1 三电平电压空间矢量平面图

Fig.3-1 Three-level voltage space vector plane

### 3.1.2 矢量区域的判断

矢量区域的判断方法有多种，本节主要阐述了两种区域判断方法，基于调制比  $M$  及矢量角度  $\theta$  的判断方法和利用边界条件的判断方法。得到对应的区域判断条件，两种方法各有优缺点，通过具体的分析后得到两种方法的特点。

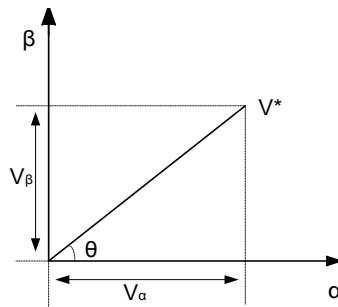


图 3-2 参考电压矢量在  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴的坐标分量

Fig.3-2 Coordinate components of reference voltage vector in  $\alpha$  and  $\beta$  axes



### 1. 边界条件判断法

如图 3-2 将参考矢量  $V^*$  在  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系下分解得到  $v_\alpha$ 、 $v_\beta$  坐标分量，它们之间的关系为  $|V^*| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ ， $\tan \theta = v_\beta / v_\alpha$ 。根据空间矢量平面图，利用  $v_\beta$ 、 $v_\alpha$  之间的大小关系得到边界条件关系式的组合判断每一个区间。首先，判断大区域一一六，其判断的约束条件如表 3-3 所示：

表 3-3 大区域的约束条件

Tab. 3-3 Constraint conditions of large area

$V^*$ 所在的大区域	约束条件
一	$v_\beta > 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0$
二	$v_\beta > 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta \leq 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta \geq 0$
三	$v_\beta > 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta < 0$
四	$v_\beta \leq 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta \leq 0$
五	$v_\beta \leq 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta < 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0$
六	$v_\beta \leq 0$ 且 $\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta \geq 0$

小区域的判断方法与大区域类似，只是需要约束的边界条件更多，将每一个边界条件标于图 3-3 中，图中 (1) — (9) 所示为边界公式。

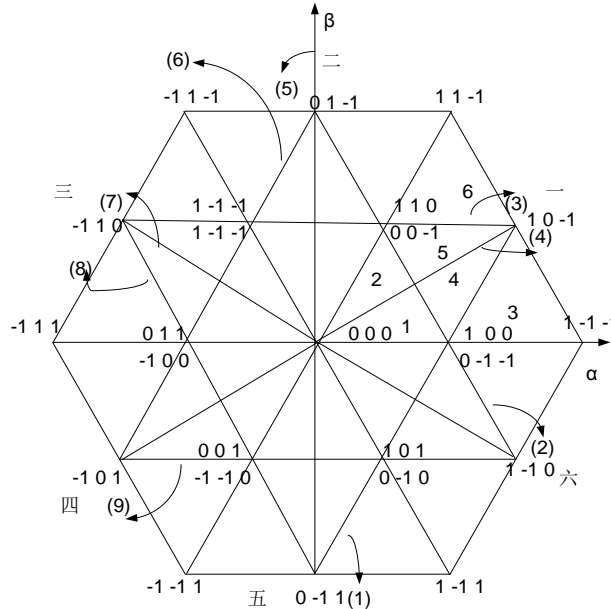


图 3-3 小区域的边界条件

Fig.3-2 The division of small areas and its boundary conditions

(1) 为  $v_\beta - \sqrt{3}v_\alpha + \sqrt{3}/3V_{dc} = 0$ ;

- (2) 为  $v_{\beta} + \sqrt{3}v_{\alpha} - \sqrt{3}/3V_{dc} = 0$ ;
- (3) 为  $v_{\beta} - \sqrt{3}/6V_{dc} = 0$ ;
- (4) 为  $v_{\beta} - \sqrt{3}/3v_{\alpha} = 0$ ;
- (5) 为  $v_{\alpha} = 0$ ;
- (6) 为  $v_{\beta} - \sqrt{3}v_{\alpha} - \sqrt{3}/3V_{dc} = 0$ ;
- (7) 为  $v_{\beta} + \sqrt{3}/3v_{\alpha} = 0$ ;
- (8) 为  $v_{\beta} + \sqrt{3}v_{\alpha} + \sqrt{3}/3V_{dc} = 0$ ;
- (9) 为  $v_{\beta} + \sqrt{3}/6V_{dc} = 0$ 。

现在以第一大区域  $N=1$ ，小区域  $n=1、2$  为例，介绍区域约束条件是如何判断矢量所处区域的。现在假设矢量在第一大区域  $N=1$  时，当公式 (2) 满足 (2)  $<0$  时，可以确定矢量在 1、2 小区域内选择，当公式 (4)  $<0$  时，只有小区域  $n=1$  满足条件，如果 (4)  $>0$ ，则矢量在小区域  $n=2$  内。其他小区域的判断方法与此类似。只是约束条件各有不同。在进行判断的时候需要学者认真仔细的考虑每一个约束量。

36 个小区域的判断方法详述如表 3-4 中：

表 3-4 小区域的边界约束条件

Tab. 3-4 The boundary constraint condition of the small area

N	一	n	1	(2) $<0$ ,且(4) $<0$
			2	(2) $<0$ ,且(4) $>0$
			3	(1) $<0$
			4	(1) $>0$ ,且(2) $>0$ ,且(4) $<0$
			5	(2) $>0$ ,且(3) $<0$ ,且(4) $>0$
			6	(3) $>0$
	二	n	1	(3) $<0$ ,且(5) $>0$
			2	(3) $<0$ ,且(5) $<0$
			3	(2) $>0$
			4	(2) $<0$ ,且(3) $>0$ ,且(5) $>0$
			5	(3) $>0$ ,且(5) $<0$ ,且(6) $<0$
			6	(6) $>0$
	三	n	1	(6) $<0$ ,且(7) $>0$
			2	(6) $<0$ ,且(7) $<0$
			3	(3) $>0$

续表 3-4 小区域的边界约束条件

N	三	n	4	(3)<0,且(6)>0,且(7)>0
			5	(6)>0,且(7)<0,且(8)>0
			6	(8)<0
	四	n	1	(4)>0,且(8)>0
			2	(4)<0,且(8)>0
			3	(6)>0
			4	(4)>0,且(6)<0,且(8)<0
			5	(4)<0,且(8)<0,且(9)>0
			6	(9)<0
	五	n	1	(5)<0,且(9)>0
			2	(5)>0,且(9)>0
			3	(8)<0
			4	(5)<0,且(8)>0,且(9)<0
			5	(1)>0,且(5)>0,且(9)<0
			6	(1)<0
	六	n	1	(1)>0,且(7)<0
			2	(1)>0,且(7)>0
			3	(9)<0
			4	(1)<0,且(7)>0,且(9)>0
			5	(1)<0,且(7)>0,且(2)<0
			6	(2)>0

## 2. 基于调制比 $M$ 和矢量角度 $\theta$ 的判断方法

基于  $\theta$  角和调制比  $M$  的空间矢量调制算法，根据式子  $|V^*| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ 、 $\theta = \arctan(v_\beta / v_\alpha)$ （其旋转角速度为电网电压旋转角速度）可以得到参考电压矢量的幅值  $|V^*|$  和矢量与  $\alpha$  轴的夹角  $\theta$ ，在空间矢量平面图上，每一个大区域区间间隔并且依次递增  $60^\circ$ ，利用  $\theta$  角即可判断出矢量所在的大区域。判断出大区域后，利用调制比  $M$  和  $\theta$  角即可判断出所在的小区域。现在定义三电平 VIENNA 整流器的调制比  $M$ ：

$$M = \frac{V^*}{2 / \sqrt{3} V_{dc}} \quad (3-1)$$

为便于计算引入  $m = 2\sqrt{3}M / 3$ 。通过反正切得到  $\theta$  值， $\theta \in (-\pi, \pi)$ 。通过  $\theta$

判断矢量所在大区域 N 的方法如表 3-5 所示：

表 3-5 基于  $\theta$  值大区域 N 的判断方法

Tab. 3-5 The Judging method of large area (N) by using  $\theta$

N	一	二	三
判断条件	$\theta \in (0, \frac{\pi}{3}]$	$\theta \in (\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}]$	$\theta \in (\frac{2\pi}{3}, \pi)$
N	四	五	六
判断条件	$\theta \in (-\pi, -\frac{2\pi}{3}]$	$\theta \in (-\frac{2\pi}{3}, -\frac{\pi}{3}]$	$\theta \in (-\frac{\pi}{3}, 0]$

为了便于直观判断大区域现引入  $\theta^*$ ， $\theta^* \in (0, 2\pi)$ 。

$$\theta^* = \begin{cases} \theta + 2\pi & \theta < 0 \\ \theta & \theta > 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

基于  $\theta^*$  值大区域 N 的判断方法如表 3-6。

表 3-6 基于  $\theta^*$  值大区域 N 的判断方法

Tab. 3-6 The Judging method of large area (N) by using  $\theta^*$

N	一	二	三
判断条件	$\theta^* \in (0, \frac{\pi}{3}]$	$\theta^* \in (\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}]$	$\theta^* \in (\frac{2\pi}{3}, \pi]$
N	四	五	六
判断条件	$\theta^* \in (\pi, \frac{4\pi}{3}]$	$\theta^* \in (\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}]$	$\theta^* \in (\frac{5\pi}{3}, 2\pi]$

判断完大区域，判断小区域，定义公式：

$$\theta' = -\frac{\pi(N-1)}{3} + \theta \quad (3-3)$$

通过计算可以得到表 3-7，利用该表判断矢量所在小区域 n。

表 3-7 基于  $\theta''$  值小区域的判断方法

Tab. 3-7 The Judging method of small area (n) by using  $\theta''$

小区域 n	判断条件
1	$\theta'' < \frac{\pi}{6}$ ，且 $\sin\left(\theta'' + \frac{\pi}{3}\right) < \frac{1}{2}$
2	$\theta'' \geq \frac{\pi}{6}$ ，且 $m \sin\left(\theta'' + \frac{\pi}{3}\right) < \frac{1}{2}$
3	$\theta'' < \frac{\pi}{6}$ ，且 $m \sin\left(\theta'' + \frac{\pi}{3}\right) \geq \frac{1}{2}$

4	$\theta'' < \frac{\pi}{6}$ 时, 且 $m \sin\left(\theta'' + \frac{\pi}{3}\right) \geq \frac{1}{2}, m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta''\right) < \frac{1}{2}, m \sin \theta'' < \frac{1}{2}$
5	$\theta'' \geq \frac{\pi}{6}$ 时, 且 $m \sin\left(\theta'' + \frac{\pi}{3}\right) \geq \frac{1}{2}, m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta''\right) < \frac{1}{2}, m \sin \theta'' < \frac{1}{2}$
6	$\theta'' \geq \frac{\pi}{6}$ 时, 且 $m \sin \theta'' \geq \frac{1}{2}$

基于  $\theta$  角度的判断方法在判断矢量所在区域上具有简单明了、易于理解和仿真实现的优点, 但是涉及大量的反正切计算, 不利于在 DSP 或者单片机下的数字实现。利用边界条件判断的方法简单明了, 且该方法利于数字实现。

### 3.1.3 矢量作用时间的计算

第一步确定小区域后, 选择矢量所处三角形的三个顶点矢量去合成参考电压矢量<sup>[28]</sup>, 根据伏秒平衡原理可以列出三个矢量的作用时间方程。根据不同的区域判别方法分别得到相应的时间计算公式, 并且给出了完整的时间计算表。

#### 1. 基于调制比 $M$ 和矢量角度 $\theta$ 的矢量作用时间计算

现在以大区域  $N=1$  内的六个小区域为例介绍时间计算过程。

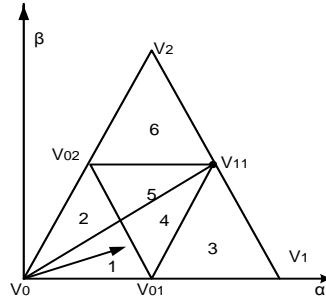


图 3-4  $V^*$  处于(一) 1 区域

Fig.3-4  $V^*$  in the area (一) 1

当指令电压矢量在大区域  $N=1$ , 小区域  $n=1$  时, 由图 3-4 可以确定三个矢量为  $V_{01}$ 、 $V_0$ 、 $V_{02}$ , 设  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  分别是三个矢量的作用时间, 列平衡方程:

$$\begin{cases} \frac{1}{2}T_1 + \frac{1}{2}\cos(\frac{\pi}{3})T_3 = MT_s \cos(\theta) \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \\ \frac{1}{2}\sin(\frac{\pi}{3})T_3 = MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-4)$$

求解方程组得  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \\ T_3 = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-5)$$

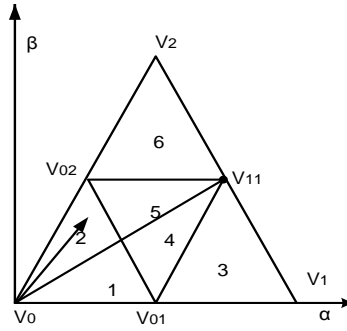

 图 3-5  $V^*$  处于(一) 2 区域

 Fig.3-5  $V^*$  in the area (一) 2

当指令电压矢量在大区域  $N=1$ ，小区域  $n=2$  时，由图 3-5 可以确定三个矢量为  $V_{02}$ 、 $V_{01}$ 、 $V_0$ ，设  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  分别是三个矢量的作用时间，列平衡方程：

$$\begin{cases} \frac{1}{2}T_2 + \frac{1}{2}\cos\left(\frac{\pi}{3}\right)T_1 = MT_s \cos(\theta) \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \\ \frac{1}{2}\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)T_1 = MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-6)$$

求解方程组，得  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ ：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\theta) \\ T_2 = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_3 = T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \end{cases} \quad (3-7)$$

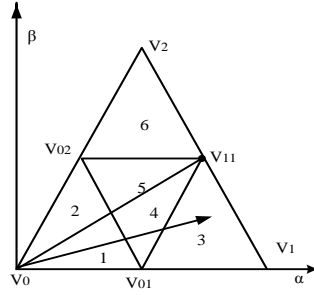

 图 3-6  $V^*$  处于(一)3 区域

 Fig.3-6  $V^*$  in the area (一) 3

当指令电压矢量在大区域  $N=1$ ，小区域  $n=3$  时，由图 3-6 可以确定三个矢量为  $V_{01}$ 、 $V_{11}$ 、 $V_1$ ，设  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  分别是三个矢量的作用时间，列平衡方程：

$$\begin{cases} \frac{1}{2}T_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\frac{\pi}{6})T_2 + T_3 = MT_s \cos(\theta) \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\frac{\pi}{6})T_2 = MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-8)$$

求解方程组得  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ ：

$$\begin{cases} T_1 = 2T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3}MT_s \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ T_2 = \frac{4\sqrt{3}}{3}MT_s \sin(\theta) \\ T_3 = -T_s + \frac{4\sqrt{3}}{3}MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \end{cases} \quad (3-9)$$

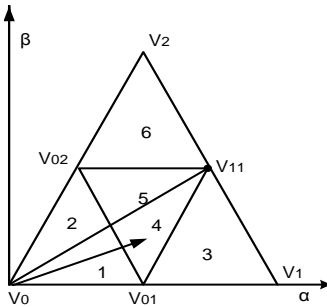

 图 3-7  $V^*$  处于(一)4 区域

 Fig.3-7  $V^*$  in the area (一) 4

当指令电压矢量在大区域  $N=1$ ，小区域  $n=4$  时，由图 3-7 可以确定三个矢量为  $V_{01}$ 、 $V_{11}$ 、 $V_{02}$ ，设  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  分别是三个矢量的作用时间，列平衡方程：

$$\begin{cases} \frac{1}{2}T_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\frac{\pi}{6})T_2 + \frac{1}{2}\cos(\frac{\pi}{3})T_3 = MT_s \cos(\theta) \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\frac{\pi}{6})T_2 + \frac{1}{2}\sin(\frac{\pi}{3})T_3 = MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-10)$$

求解方程组得  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ ：

$$\begin{cases} T_1 = T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3}MT_s \sin(\theta) \\ T_2 = \frac{4\sqrt{3}}{3}MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - T_s \\ T_3 = T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3}MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \end{cases} \quad (3-11)$$

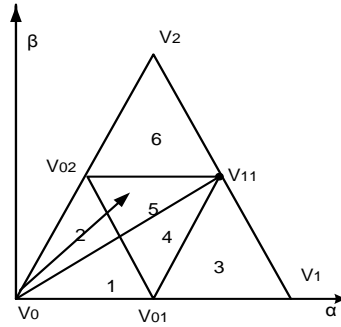


图 3-8  $V^*$  处于(一) 5 区域

Fig.3-8  $V^*$  in the area (一) 5

当指令电压矢量在大区域  $N=1$ ，小区域  $n=5$  时，由图 3-8 可以确定三个矢量为  $V_{02}$ 、 $V_{01}$ 、 $V_{11}$ ，设  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  分别是三个矢量的作用时间，列出平衡方程：

$$\begin{cases} \frac{1}{2}T_2 + \frac{1}{2}\cos(\frac{\pi}{3})T_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\frac{\pi}{6})T_3 = MT_s \cos(\theta) \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\frac{\pi}{6})T_3 + \frac{1}{2}\sin(\frac{\pi}{3})T_1 = MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-12)$$

求解方程组，得  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ ：



$$\begin{cases} T_1 = T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\theta) \\ T_3 = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - T_s \end{cases} \quad (3-13)$$

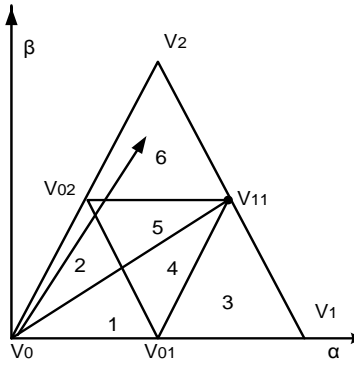

 图 3-9  $V^*$  处于(一)6 区域

 Fig.3-9  $V^*$  in the area (一) 6

当指令电压矢量在大区域  $N=1$ ，小区域  $n=6$  时，由图 3-9 可以确定三个矢量为  $V_{02}$ 、 $V_2$ 、 $V_{11}$ ，设  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  分别是三个矢量的作用时间，列平衡方程：

$$\begin{cases} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)T_2 + \frac{1}{2}\cos\left(\frac{\pi}{3}\right)T_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)T_3 = MT_s \cos(\theta) \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \\ \frac{1}{2}\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)T_1 + \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)T_2 + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)T_3 = MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-14)$$

求解方程组，得  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ ：

$$\begin{cases} T_1 = 2T_s - \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \\ T_2 = -T_s + \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\theta) \\ T_3 = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \end{cases} \quad (3-15)$$

其它五个大区域的时间计算方法都是利用伏秒平衡原理，将计算结果列入

表 3-8 中：

表 3-8 矢量作用时间计算表

Tab. 3-8 Vector action time table

$V^*$ 所在的区域		$T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$
N=1, 2, 3, 4, 5, 6	n=1	$T_1 = T_x, T_2 = T_s - T_y, T_3 = T_z$
	n=2	$T_1 = T_z, T_2 = T_x, T_3 = T_s - T_y$
	n=3	$T_1 = 2T_s - T_y, T_2 = T_z, T_3 = T_x - T_s$
	n=4	$T_1 = T_s - T_z, T_2 = T_y - T_s, T_3 = T_s - T_x$
	n=5	$T_1 = T_s - T_x, T_2 = T_s - T_z, T_3 = T_y - T_s$
	n=6	$T_1 = 2T_s - T_y, T_2 = T_z - T_s, T_3 = T_x$

上表中的  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_z$  是为了方便计算引入的公式：

$$\begin{cases} T_x = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_y = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) \\ T_z = \frac{4\sqrt{3}}{3} MT_s \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-16)$$

## 2. 基于边界条件方法的矢量作用时间计算

如果将  $M \sin(\theta)$ 、 $M \cos(\theta)$ 、用  $3v_\beta / 2V_{dc}$ 、 $3v_\alpha / 2V_{dc}$  表示，利用伏秒平衡原理也可以列出不同大区域不同小区域内的所有时间关系式，进而求得时间。为了方便表示现设：

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} (\sqrt{3}v_\alpha + v_\beta) \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} (\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta) \\ Z = \frac{2\sqrt{3}v_\beta}{V_{dc}} T_s \end{cases} \quad (3-17)$$

易求解出  $T_x = Y$ ， $T_y = X$ ， $T_z = Z$  则所有时间关系如表 3-9 所示：

表 3-9 时间计算表

Table3-9 Time calculation table

矢量所在的区域		T1	T2	T3
N=1	n=1	T-X	Y	Z
	n=2	T-X	Y	Z
	n=3	2T-X	Y-T	Z
	n=4	T-Z	X-T	T-Y
	n=5	T-Z	X-T	T-Y
	n=6	2T-X	Y	Z
N=2	n=1	T-Z	X	-Y
	n=2	T-Z	X	-Y
	n=3	2T-Z	-Y	X-T
	n=4	T+Y	Z-T	T-X
	n=5	T+Y	Z-T	T-X
	n=6	2T-Z	-Y-T	X
N=3	n=1	T+Y	Z	-X
	n=2	T+Y	Z	-X
	n=3	2T+Y	Z-T	-X
	n=4	-T-Y	X+T	T-Z
	n=5	-T-Y	X+T	T-Z
	n=6	2T+	Z	-X-T
N=4	n=1	T+X	-Y	-Z
	n=2	T+X	-Y	-Z
	n=3	2T+X	-Z	-Y-Z
	n=4	T+Z	-X-T	T+Y
	n=5	T+Z	-X-T	T+Y
	n=6	2T+X	-Z-T	-Y
N=5	n=1	T+Z	-X	Y
	n=2	T+Z	-X	Y
	n=3	2T+Z	-T-X	Y
	n=4	T-Y	-T-Z	X+T
	n=5	T-Y	-T-Z	X+T
	n=6	2T+Z	-X	Y-T
N=6	n=1	T-Y	-Z	X

续表 3-9 时间计算表

矢量所在的区域	T1	T2	T3
N=6	n=2	T-Y	-Z
	n=3	2T-Y	X
	n=4	T-X	Y-T
	n=5	T-X	Y-T
	n=6	2T-Y	X-T

通过以上阐述内容,可见以上两种时间计算方法具有一个共同特点,即对应于每一个小区域,都有一个固定的计算工作矢量时间的公式。

### 3.1.4 矢量作用顺序的确定

本节主要讲述了三电平矢量作用顺序的分配原则以及方法,对三电平 VIENNA 整流器对比了五段式矢量合成方法和七段式矢量合成方法,由于小矢量含有冗余矢量,所以无论七段式还是五段式的矢量调制顺序都增加了一种可能。分别以正小矢量为初始矢量的顺序和以负小矢量为初始矢量的顺序。

矢量作用顺序的分配原则:(1) 为了减少功率管关断次数、降低功率管损耗,三相开关动作时,每次最好只有一个开关动作。(2) 合成指令电压矢量的一个周期内。矢量是对称分布的,首尾矢量相同,对应的开关状态也相同。(3) 可以利用小矢量平衡中点电位。

两电平整流器或者逆变器的 SVPWM 控制可以采用五段式合成方法和七段式合成方法,扩展到三电平整流器中仍然适用,但是三电平整流器含有冗余矢量,导致选择矢量合成方法具有多样性。现在以区域  $N=1$ ,  $n=3$  为例,根据矢量分配原则,分为正负五段式矢量作用顺序 2 种。

(1) 正五段矢量作用顺序:  $V_{1p}-V_1-V_{11}-V_1-V_{1p}$ ;

(2) 负五段矢量作用顺序:  $V_{1n}-V_1-V_{11}-V_1-V_{1n}$ 。

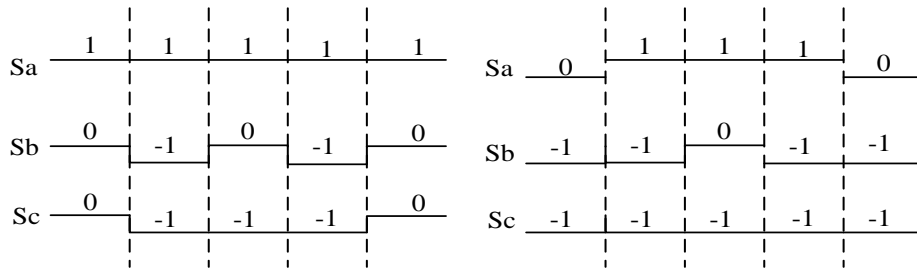


图 3-10 五段式矢量

Fig.3-10 Five segments vector

图 3-10 左侧图是正小矢量工作时对应的矢量图，右侧图是负小矢量工作时对应的矢量图。正负小矢量不同时出现在一个图中。在第一组图中  $S_a$  和第二组图中的  $S_c$  电平状态保持不变，因此开关保持不变，所以五段式矢量作用顺序方法开关损耗小，开关次数少。左图中，电平状态从 (100) 变为 (1-1-1)。则对应的开关状态为 (011) 到 (000)，两个开关  $S_b$ 、 $S_c$  同时关断。违背了只有一相开关发生变化的原则，导致交流侧谐波抑制效果减弱。

还是以  $N=1$ ， $n=3$  为例，根据矢量分配原则，分为正负七段式矢量作用顺序 2 种。

(1) 正七段矢量作用顺序： $V_{1p} \rightarrow V_{11} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{1n} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{11} \rightarrow V_{1p}$ ；

(2) 负七段矢量作用顺序： $V_{1n} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{11} \rightarrow V_{1p} \rightarrow V_{11} \rightarrow V_1 \rightarrow V_{1n}$ 。

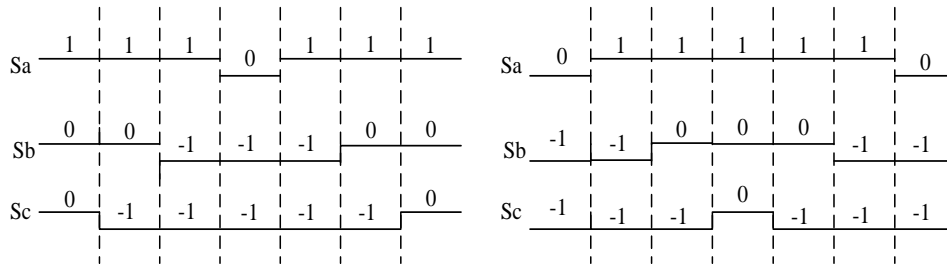


图 3-11 七段式矢量

Fig.3-11 Seven segments vector

图 3-11 中看出，每一组图中每一个矢量变化只有一相电平发生改变，对应的同一时刻只有一相开关动作发生改变。由于七段式调制方法可以调节中点平衡，本文选用这种方法进行 SVPWM 调制，而且选择负七段式矢量作用顺序，首尾分别选择为负小矢量，中间矢量为正小矢量。以负小矢量为初始矢量的调制顺序如表格 3-10 所示。

表 3-10 七段式矢量调制顺序

Table 3-10 Seven segments modulation orders of working vectors

区域判断		七个矢量作用顺序						
N=1	n=1	$V_{1n}$	$V_{2n}$	$V_{00}$	$V_{1p}$	$V_{00}$	$V_{2n}$	$V_{1n}$
	n=2	$V_{2n}$	$V_{00}$	$V_{1p}$	$V_{2p}$	$V_{1p}$	$V_{00}$	$V_{2n}$
	n=3	$V_{1n}$	$V_1$	$V_{11}$	$V_{1p}$	$V_{11}$	$V_1$	$V_{1n}$
	n=4	$V_{1n}$	$V_{2n}$	$V_{11}$	$V_{1p}$	$V_{11}$	$V_{2n}$	$V_{1n}$
	n=5	$V_{2n}$	$V_{11}$	$V_{1p}$	$V_{2p}$	$V_{1p}$	$V_{11}$	$V_{2n}$
	n=6	$V_{2n}$	$V_{11}$	$V_2$	$V_{2p}$	$V_2$	$V_{11}$	$V_{2n}$

续表 3-10 七段式矢量调制顺序

N=2	n=1	$V_{2n}$	$V_{00}$	$V_{3p}$	$V_{2p}$	$V_{3p}$	$V_{00}$	$V_{2n}$
	n=2	$V_{3n}$	$V_{2n}$	$V_{00}$	$V_{3p}$	$V_{00}$	$V_{2n}$	$V_{3n}$
	n=3	$V_{2n}$	$V_{12}$	$V_2$	$V_{2p}$	$V_2$	$V_{12}$	$V_{2n}$
	n=4	$V_{2n}$	$V_{12}$	$V_{3p}$	$V_{2p}$	$V_{3p}$	$V_{12}$	$V_{2n}$
	n=5	$V_{3n}$	$V_{2n}$	$V_{12}$	$V_{3p}$	$V_{12}$	$V_{2n}$	$V_{3n}$
	n=6	$V_{3n}$	$V_3$	$V_{12}$	$V_{3p}$	$V_{12}$	$V_3$	$V_{3n}$
N=3	n=1	$V_{3n}$	$V_{4n}$	$V_{00}$	$V_{3p}$	$V_{00}$	$V_{4n}$	$V_{3n}$
	n=2	$V_{4n}$	$V_{00}$	$V_{3p}$	$V_{4p}$	$V_{3p}$	$V_{00}$	$V_{4n}$
	n=3	$V_{3n}$	$V_3$	$V_{13}$	$V_{3p}$	$V_{13}$	$V_3$	$V_{3n}$
	n=4	$V_{3n}$	$V_{4n}$	$V_{13}$	$V_{3p}$	$V_{13}$	$V_{4n}$	$V_{3n}$
	n=5	$V_{4n}$	$V_{13}$	$V_{3p}$	$V_{4p}$	$V_{3p}$	$V_{13}$	$V_{4n}$
	n=6	$V_{4n}$	$V_{13}$	$V_4$	$V_{4p}$	$V_4$	$V_{13}$	$V_{4n}$
N=4	n=1	$V_{4n}$	$V_{00}$	$V_{5p}$	$V_{4p}$	$V_{5p}$	$V_{00}$	$V_{4n}$
	n=2	$V_{5n}$	$V_{4n}$	$V_{00}$	$V_{5p}$	$V_{00}$	$V_{4n}$	$V_{5n}$
	n=3	$V_{4n}$	$V_{14}$	$V_4$	$V_{4p}$	$V_4$	$V_{14}$	$V_{4n}$
	n=4	$V_{4n}$	$V_{14}$	$V_{5p}$	$V_{4p}$	$V_{5p}$	$V_{14}$	$V_{4n}$
	n=5	$V_{5n}$	$V_{4n}$	$V_{14}$	$V_{5p}$	$V_{14}$	$V_{4n}$	$V_{5n}$
	n=6	$V_{5n}$	$V_5$	$V_{14}$	$V_{5p}$	$V_{14}$	$V_5$	$V_{5n}$
N=5	n=1	$V_{5n}$	$V_{6n}$	$V_{00}$	$V_{5p}$	$V_{00}$	$V_{6n}$	$V_{5n}$
	n=2	$V_{6n}$	$V_{00}$	$V_{5p}$	$V_{6p}$	$V_{5p}$	$V_{00}$	$V_{6n}$
	n=3	$V_{5n}$	$V_5$	$V_{15}$	$V_{5p}$	$V_{15}$	$V_5$	$V_{5n}$
	n=4	$V_{5n}$	$V_{6n}$	$V_{15}$	$V_{5p}$	$V_{15}$	$V_{6n}$	$V_{5n}$
	n=5	$V_{6n}$	$V_{15}$	$V_{5p}$	$V_{6p}$	$V_{5p}$	$V_{15}$	$V_{6n}$
	n=6	$V_{6n}$	$V_{15}$	$V_6$	$V_{6p}$	$V_6$	$V_{15}$	$V_{6n}$
N=6	n=1	$V_{6n}$	$V_{00}$	$V_{1p}$	$V_{6p}$	$V_{1p}$	$V_{00}$	$V_{6n}$
	n=2	$V_{1n}$	$V_{6n}$	$V_{00}$	$V_{1p}$	$V_{00}$	$V_{6n}$	$V_{1n}$
	n=3	$V_{6n}$	$V_{16}$	$V_6$	$V_{6p}$	$V_6$	$V_{16}$	$V_{6n}$
	n=4	$V_{6n}$	$V_{16}$	$V_{1p}$	$V_{6p}$	$V_{1p}$	$V_{16}$	$V_{6n}$
	n=5	$V_{1n}$	$V_{6n}$	$V_{16}$	$V_{1p}$	$V_{16}$	$V_{6n}$	$V_{1n}$
	n=6	$V_{1n}$	$V_1$	$V_{16}$	$V_{1p}$	$V_{16}$	$V_1$	$V_{1n}$

当确定三个电压矢量后，相应的得到七段式矢量的电平状态和开关状态，虽然电平状态多达 25 种，但是对应的开关只有开通和闭合两种情况。当开关导通时以 1 表示，开关关断时为 0。对应的开关状态最多有  $2^3=8$  种。表格 3-11 为七段式矢量调制方法在每一个小区域内对应的开关状态和电平切换顺序。

表 3-11 各小区域的开关状态和电平状态

Table 3-11 The switch state and level state in different small areas

指令电压所在区域		开关状态	电平切换顺序
N=1	n=1	100, 110, 111, 011, 111, 110, 100	0-1-1, 00-1, 000, 100, 000, 00-1, 0-1-1
	n=2	110, 111, 011, 001, 011, 111, 110	00-1, 000, 100, 110, 100, 000, 00-1
	n=3	100 000 010 011 010 000 100	0-1-1, 1-1-1, 10-1, 100, 10-1, 1-1-1, 0-1-1
	n=4	100, 110, 010, 011, 010, 110, 100	0-1-1, 00-1, 10-1, 100, 10-1, 00-1, 0-1-1
	n=5	110, 010, 011, 001, 011, 010, 110	00-1, 10-1, 100, 110, 100, 10-1, 00-1
	n=6	110, 010, 000, 001, 000, 010, 110	00-1, 10-1, 11-1, 110, 11-1, 10-1, 00-1
N=2	n=1	110, 111, 101, 001, 101, 111, 110	00-1, 000, 010, 110, 010, 000, 00-1
	n=2	010, 110, 111, 101, 111, 110, 010	-10-1, 00-1, 000, 010, 000, 00-1, -10-1
	n=3	110, 100, 000, 001, 000, 100, 110	00-1, 01-1, 11-1, 110, 11-1, 01-1, 00-1
	n=4	110, 100, 101, 001, 101, 100, 110	00-1, 01-1, 010, 110, 010, 01-1, 00-1
	n=5	010, 110, 100, 101, 100, 110, 010	-10-1, 00-1, 01-1, 010, 01-1, 00-1, -10-1

续表 3-11 各小区域的开关状态和电平状态

N=2	n=6	010, 000, 100, 101, 100, 000, 010	-10-1, -11-1, 01-1, 010, 01-1, -11-1, -10-1
N=3	n=1	010, 011, 111, 101, 111, 011, 010	-10-1, -100, 000, 010, 000, -100, -10-1
	n=2	011, 111, 101, 100, 101, 111, 011	-100, 000, 010, 011, 010, 000, -100
	n=3	010, 000, 001, 101, 001, 000, 010	-10-1, -11-1, -110, 010, -110, -11-1, -10-1
	n=4	010, 011, 001, 101, 001, 011, 010	-10-1, -100, -110, 010, -110, -100, -10-1
	n=5	011, 001, 101, 100, 101, 001, 011	-100, -110, 010, 011, 010, -110, -100
	n=6	011, 001, 000, 100, 000, 001, 011	-100, -110, -111, 011, -111, -110, -100
N=4	n=1	011, 111, 110, 100, 110, 111, 011	-100, 000, 001, 011, 001, 000, -100
	n=2	001, 011, 111, 110, 111, 011, 001	-1-10, -100, 000, 001, 000, 00-1, -1-10
	n=3	011, 010, 000, 100, 000, 010, 011	-100, -101, -111, 011, -111, -101, -100
	n=4	011, 010, 110, 100, 110, 010, 011	-100, -101, 001, 011, 001, -101, -100
	n=5	001, 011, 010, 110, 010, 011, 001	-1-10, -100, -101, 001, -101, -100, -1-10
	n=6	001, 000, 010, 110, 010, 000, 001	-1-10, -1-11, -101, 001, -101, -1-11, -1-10
N=5	n=1	001, 101, 111, 110, 111, 101, 001	-1-10, 0-10, 000, 001, 000, 0-10, -1-10
	n=2	101, 111, 110, 010, 110, 111, 101	0-10, 000, 001, 101, 001, 000, 0-10



续表 3-11 各小区域的开关状态和电平状态

N=5	n=3	001, 000, 100, 110, 100, 000, 001	-1-10, -1-11, 0-11, 001, 0-11, -1-11, -1-10
	n=4	001, 101, 100, 110, 100, 101, 001	-1-10, 0-10, 0-11, 001, 0-11, 0-10, -1-10
	n=5	101, 100, 110, 010, 110, 100, 101	0-10, 0-11, 001, 101, 001, 0-11, 0-10
	n=6	101, 100, 000, 010, 000, 100, 101	0-10, 0-11, 1-11, 101, 1-11, 0-11, 0-10
N=6	n=1	101, 111, 011, 010, 011, 111, 101	0-10, 000, 100, 101, 100, 000, 0-10
	n=2	100, 101, 111, 011, 111, 101, 100	0-1-1, 0-10, 000, 100, 000, 0-10, 0-1-1
	n=3	101, 001, 000, 010, 000, 001, 101	0-10 1-10 1-11 101 1-11 1-10 0-10
	n=4	101, 001, 011, 010, 011, 001, 101	0-10, 1-10, 100, 101, 100, 1-10, 0-10
	n=5	100, 101, 001, 011, 001, 101, 100	0-1-1, 0-10, 1-10, 100, 1-10, 0-10, 0-1-1
	n=6	100, 000, 001, 011, 001, 000, 100	0-1-1, 1-1-1, 1-10, 100, 1-10, 1-1-1, 0-1-1

假设  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  表示一个小区域内的三个矢量， $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  表示对应矢量作用时间，如图 3-12 坐标表示七段式矢量调制方式的每一个矢量作用顺序和相对应的作用时间。

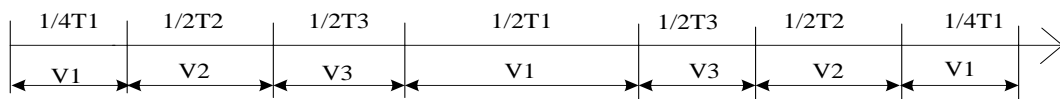


图 3-12 矢量作用时间

Fig.3-12 Working time of the vector

图 3-12 表示了第一个到第七个作用的矢量和对应的矢量作用时间。第一个矢量是负小矢量，第四个矢量是正小矢量。如果采用正小矢量作为初始矢量的七段式调制顺序可以用同样的方法得到对应的开关状态和电平切换顺序。

### 3.2 输出电容中点电位平衡的研究

VIENNA 整流器的一大难点在于中点平衡的研究。电路的不对称、电流的低频电流分量以及负载电压的波动都能导致中点电位不平衡。直流侧电压的不平衡会导致开关器件和二极管、电容的电压应力值增高，引起开关损耗增加，更有甚者毁坏器件，降低系统可靠性。国内外众多学者对在不同的控制策略下的三电平中点电位平衡问题做了大量研究。对于三电平中点电位平衡的控制方法可以扩展应用到 VIENNA 整流器中。文献[22]论证了在滞环电流控制策略下 VIENNA 整流电路补偿负载扰动导致的输出电压不平衡。通过在电流环路增加了直流偏置用来补偿中性点电压的不平衡。文献[24]论证了在单周期控制下的 VIENNA 整流器在串联双 boost 解耦工作模式和三相 VIENNA 整流电路独立工作模式下都可以达到输出中点电压自动均衡。

#### 3.2.1 产生中点电位不平衡的原因

如图 3-13 是直流输出侧，在电网电压三相对称、直流中点电压平衡的情况下，中点电流  $i_0$  平均值为 0，给电容充电的电流  $i_{c1}$  与  $i_{c2}$  值相等，电容均压，中点电位是 0。如果  $i_0 > 0$ ，则电流  $i_0$  对电容 C2 充电，C2 电压升高，C1 电压降低。如果中点电流  $i_0 < 0$ ，则相反。

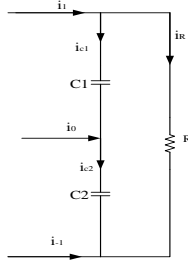


图 3-13 中点电流关系

Fig.3-13 Neutral point current relationship

令  $C1=C2=C$ ， $V_0$  为中点电压，求得电流：

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \frac{d(V_{dc}/2 - V_0)}{dt} \\ i_{c2} = C_2 \frac{d(V_{dc}/2 - V_0)}{dt} \\ i_0 = i_{c1} - i_{c2} = -2C \frac{dV_0}{dt} \end{cases} \quad (3-17)$$

可见中点电压  $V_0$  与输入电流  $i_0$ 、电容  $C$  有直接联系，而不受电流  $i_1$ 、 $i_{-1}$  的影响。

本节采用两种方法研究零矢量、正负小矢量、中矢量、大矢量对中点电位影响。

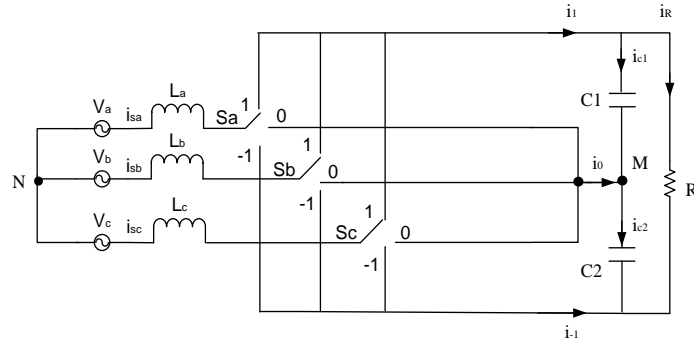


图 3-14 VIENNA 等效电路图

Fig.3-14 VIENNA rectifier equivalent circuit

第一种方法，中点电流影响分析法。三电平 VIENNA 整流器共有 25 个矢量，对应的每一个矢量对中点电位的影响都不同。根据图 3-14，例如正小矢量  $V_{1p}$  (100)，输入中点电流  $i_0 = i_{sc} + i_{sb}$ ，因为  $i_{sa} + i_{sc} + i_{sb} = 0$ ，所以  $i_0 = -i_{sa}$ 。同理可以求出其它 24 种矢量情况下的中点电流，得出的结果列入表 3-12 中。

表 3-12 各开关状态对中点电位的影响

Tab. 3-12 Each switching state's effect to the neutral point potential

Sa、Sb、Sc	电压矢量	$i_0$	矢量类型
000	$V_0$	0	零矢量
0-1-1	$V_{1n}$	$i_{sa}$	负小矢量
100	$V_{1p}$	$-i_{sa}$	正小矢量
00-1	$V_{2n}$	$-i_{sc}$	负小矢量
110	$V_{2p}$	$i_{sc}$	正小矢量
-10-1	$V_{3n}$	$i_{sb}$	负小矢量
010	$V_{3p}$	$-i_{sb}$	正小矢量
-100	$V_{4n}$	$-i_{sa}$	负小矢量
011	$V_{4p}$	$i_{sa}$	正小矢量
-1-10	$V_{5n}$	$i_{sc}$	负小矢量
001	$V_{5p}$	$-i_{sc}$	正小矢量

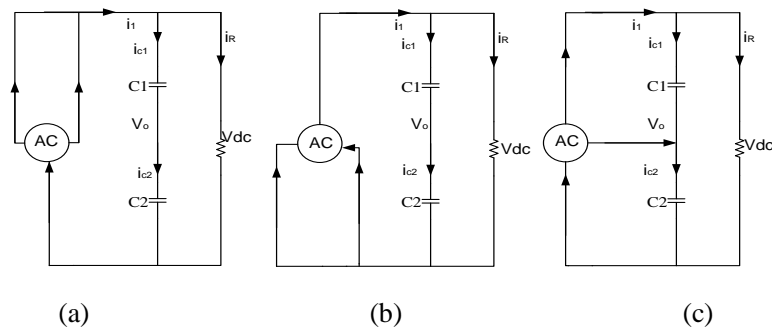
续表 3-12 各开关状态对 midpoint 电位的影响

Sa、Sb、Sc	电压矢量	$i_0$	矢量类型
0-10	$V_{6n}$	$-i_{sb}$	负小矢量
101	$V_{6p}$	$i_{sb}$	正小矢量
10-1	$V_{11}$	$i_{sb}$	中矢量
01-1	$V_{12}$	$i_{sa}$	中矢量
-110	$V_{13}$	$i_{sc}$	中矢量
-101	$V_{14}$	$i_{sb}$	中矢量
0-11	$V_{15}$	$i_{sa}$	中矢量
1-10	$V_{16}$	$i_{sc}$	中矢量
1-1-1	$V_1$	0	大矢量
11-1	$V_2$	0	大矢量
-11-1	$V_3$	0	大矢量
-111	$V_4$	0	大矢量
-1-11	$V_5$	0	大矢量
1-11	$V_6$	0	大矢量

通过这个表格得出大矢量和零矢量流入中点电流为 0，对 midpoint 电位无影响，正负小矢量流入中点电流大小相等，极性相反，对 midpoint 电位的影响是互补的，可以通过调节正负小矢量的作用时间平衡 midpoint 电位。中矢量对 midpoint 电位有影响，影响结果不可控。

第二种方法，矢量图形分析法。根据整流器每种矢量对应的电平状态（开关状态），实际电路可以等效为七种有效连接方式，如图 3-15 所示。

如图 3-15(a)表示大矢量  $V_2$ 、 $V_4$ 、 $V_6$  的工作状态， $V_2$  对应电平状态为 1、1、-1， $V_4$  对应电平状态为 -1、1、1， $V_6$  对应电平状态为 1、-1、1。都有一相的输出电压为  $-1V_{dc}/2$ ，两相的输出电压为  $1V_{dc}/2$ 。



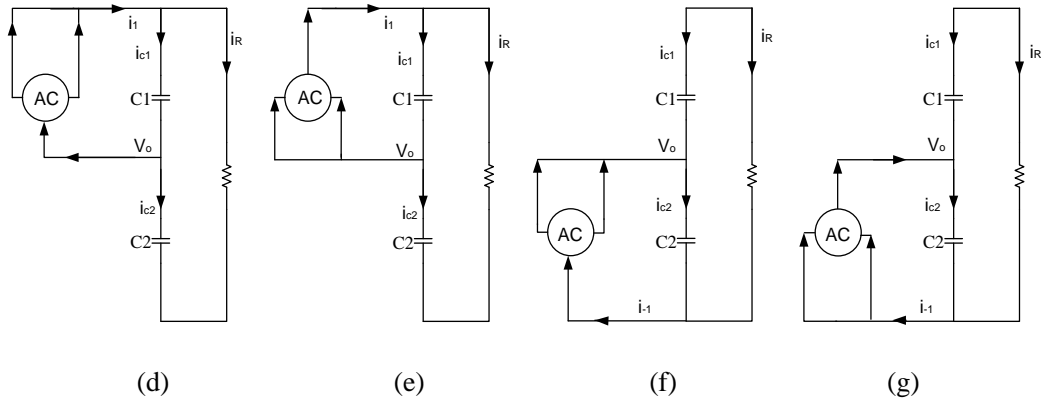


图 3-15 等效电路图

Fig.3-15 Equivalent circuit diagram

- (a) 图表示大矢量  $V_2$ 、 $V_4$ 、 $V_6$  的工作状态；
- (b) 图表示大矢量  $V_1$ 、 $V_3$ 、 $V_5$  的工作状态；
- (c) 图表示中矢量  $V_{11}$ 、 $V_{12}$ 、 $V_{13}$ 、 $V_{14}$ 、 $V_{15}$ 、 $V_{16}$  的工作状态；
- (d) 图表示正小矢量  $V_{2p}$ 、 $V_{4p}$ 、 $V_{6p}$  的工作状态；
- (e) 图表示正小矢量  $V_{1p}$ 、 $V_{3p}$ 、 $V_{5p}$  的工作状态；
- (f) 图表示负小矢量  $V_{2n}$ 、 $V_{4n}$ 、 $V_{6n}$  的工作状态；
- (g) 图表示负小矢量  $V_{1n}$ 、 $V_{3n}$ 、 $V_{5n}$  的工作状态。

观察图(a)、(b)，中性点与正负母线之间没有连接，不存在电容单独放电情况，大矢量对 midpoint 电位无影响。(c)图中，两电容与三相交流电源构成独立充放电回路，对 midpoint 电流有影响。(d)、(e)图三相电源与直流侧电容 C1 相连，(f)、(g)图三相电源与直流侧电容 C2 相连，两种矢量都对 midpoint 电位有影响。可以利用正负小矢量的成对出现对于 midpoint 电位进行控制。两种方法都比较简便直观。无论采用哪一种方法均可得出同样的结论。

### 3.2.2 基于平衡因子的中点电位平衡控制方法

中点电位平衡控制一直是三电平变换器研究热点。常用的控制方法有开环被动控制法、滞环矢量协调法、基于平衡因子控制法、基于不平衡空间矢量控制法、基于坐标变换控制因子法等。作为本文的难点和创新点，本文针对这一问题提出两种解决方法。

第一种平衡因子控制法，只需对成对出现的正负小矢量作用时间进行调节，即可达到控制 midpoint 平衡的目的。该方法控制简单、系统鲁棒性强、准确性高、调节效果好。下面先对这种方法进行介绍。

基于前几节分析可知，本文采用的七段式矢量作用顺序，是以负小矢量为首尾矢量，第四个中间矢量为正小矢量。正负小矢量成对出现。首先了解正负小矢量对直流侧电容电压的影响趋势，定义平衡因子  $f'$ ，改造正负小矢量的作用时间后即可达到调节的作用。

控制因子的计算方法如公式 3-18 所示：

$$\begin{cases} \Delta V = V_{c1} - V_{c2} \\ f' = \frac{\Delta V}{\Delta V_{\max}} \end{cases} \quad f' \text{ 是平衡因子, } \Delta V_{\max} \text{ 是最大压差} \quad (3-18)$$

以负小矢量  $V_{1n}$  (0-1-1) 为例，查表 3-12 可得流入中点的电流为  $i_{sa}$ 。

(1) 若  $i_{sa} > 0$ ，则  $V_{1n}$  对  $V_{c1}$  有使其  $\downarrow$  的趋势，对  $V_{c2}$  有使其  $\uparrow$  的趋势。设调节因子  $f = 1 + f'$ 。

当  $V_{c1} > V_{c2}$  时， $f' > 0$ ， $f > 1$ 。 $V_{1n}$  的作用时间  $f \times t(V_{1n}) > t(V_{1n})$ 。 $V_{1n}$  作用时间变长，使  $V_{c1}$  减小， $V_{c2}$  增大直到两电压值相等。

当  $V_{c1} < V_{c2}$  时， $f' < 0$ ， $f < 1$ 。 $V_{1n}$  的作用时间  $f \times t(V_{1n}) < t(V_{1n})$ 。 $V_{1n}$  作用时间变短，使  $V_{c1}$  增大， $V_{c2}$  减小直到两电压值相等。

(2) 若  $i_{sa} < 0$ ，则  $V_{1n}$  对  $V_{c1}$  有使其  $\uparrow$  的趋势，对  $V_{c2}$  有使其  $\downarrow$  的趋势。设调节因子  $f = 1 - f'$ 。

当  $V_{c1} > V_{c2}$  时， $f' > 0$ ， $f < 1$ 。 $V_{1n}$  的作用时间  $f \times t(V_{1n}) < t(V_{1n})$ 。 $V_{1n}$  作用时间变短，使  $V_{c1}$  减小， $V_{c2}$  增大直到两电平值相等。

当  $V_{c1} < V_{c2}$  时， $f' < 0$ ， $f > 1$ 。 $V_{1n}$  的作用时间  $f \times t(V_{1n}) > t(V_{1n})$ 。 $V_{1n}$  作用时间变长，使  $V_{c1}$  增大， $V_{c2}$  减小直到两电平值相等。

通过以上分析方法可以得到每一个负小矢量分别在交流电流为正、负情况下的直流侧电压  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$  变化趋势以及平衡因子的公式，如表 3-13 所示。

表 3-13 小矢量对电容电压的影响趋势

Tab. 3-13 Small vector effect trend on capacitance' voltages

负小矢量	交流电流正负	$V_{c1}$ 、 $V_{c2}$ 变化趋势	$f$
$V_{1n}$	$i_{sa} > 0 (< 0)$	$V_{c1} \downarrow V_{c2} \uparrow$ ( $V_{c1} \uparrow V_{c2} \downarrow$ )	$f = 1 + f' (f = 1 - f')$
$V_{2n}$	$i_{sc} < 0 (> 0)$	$V_{c1} \downarrow V_{c2} \uparrow$ ( $V_{c1} \uparrow V_{c2} \downarrow$ )	$f = 1 + f' (f = 1 - f')$
$V_{3n}$	$i_{sb} > 0 (< 0)$	$V_{c1} \downarrow V_{c2} \uparrow$ ( $V_{c1} \uparrow V_{c2} \downarrow$ )	$f = 1 + f' (f = 1 - f')$
$V_{4n}$	$i_{sa} < 0 (> 0)$	$V_{c1} \downarrow V_{c2} \uparrow$ ( $V_{c1} \uparrow V_{c2} \downarrow$ )	$f = 1 + f' (f = 1 - f')$
$V_{5n}$	$i_{sc} > 0 (< 0)$	$V_{c1} \downarrow V_{c2} \uparrow$ ( $V_{c1} \uparrow V_{c2} \downarrow$ )	$f = 1 + f' (f = 1 - f')$
$V_{6n}$	$i_{sb} < 0 (> 0)$	$V_{c1} \downarrow V_{c2} \uparrow$ ( $V_{c1} \uparrow V_{c2} \downarrow$ )	$f = 1 + f' (f = 1 - f')$

### 3.2.3 基于硬件控制方式的平衡中点电位的方法

作为本文创新点本节特别提出了一种平衡直流环节的硬件控制方法，这种方法的优点就是不管在何种控制策略下都可以独立对直流侧电容进行均压控制。针对五段式控制的不足，也可采取该方法。

图 3-16 为中点电位平衡的硬件控制方式的主电路拓扑图，电路中  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D3}$  为 DC-DC 变换开关管， $D_1$ 、 $D_2$  为续流二极管， $L_1$ 、 $L_2$  是储能电感， $C_1$ 、 $C_2$  为三电平变换器直流侧分压电容。引入开关管  $V_{D3}$ ，通过  $V_{D3}$  的开关状态改变可以使该电路在直流电压稳定及电压跌落两种情况下均能实现电容均压，现分别以直流电压稳定及电压跌落两种情况进行分析。

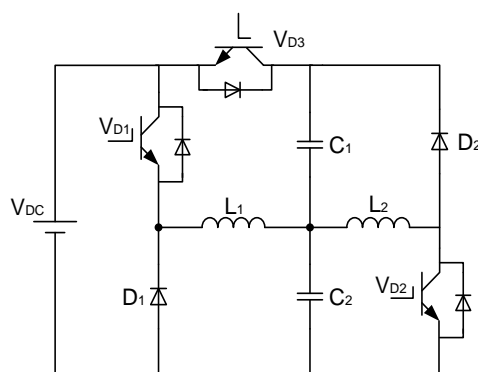


图 3-16 DC-DC 变换中点电压平衡电路图

Fig.3-16 Neutral-point voltage balancing circuit with DC-DC conversion

#### 1. 直流侧电压 $V_{DC}$ 稳定的情况

当直流侧电压稳定时，两分压电容电压值之和为恒量，这时两电容电压将会表现出相反的变化趋势，因此通过调整  $C_1$ 、 $C_2$  的电压即可实现中点电位平衡。对于直流侧电压  $V_{DC}$  稳定的情况，开关管  $V_{D3}$  保持导通状态，其等效电路如图 3-17 所示。

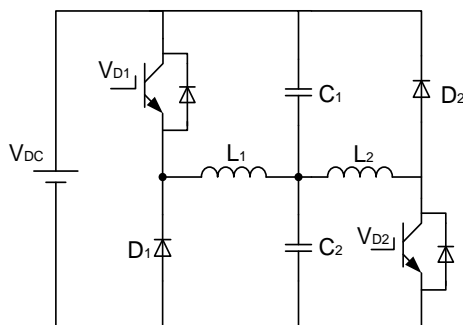


图 3-17 直流电压稳定时中点电压控制图

Fig.3-17 Neutral-point voltage control chart when the dc voltage stability

通过对于图 3-17 的分析可知，该电路通过 DC-DC 变换调节电容电压从而实现中点电压平衡。其中， $V_{D1}$ 、 $D_1$ 、 $L_1$  和  $C_2$  组成 Buck 变换器， $V_{D2}$ 、 $D_2$ 、 $C_1$  和  $L_2$  组成 Boost 变换器。因此，可以分为 Buck、Boost 两种工作方式对该电路进行分析。由于 Buck 及 Boost 变换器分别控制电容  $C_1$ 、 $C_2$  的电压，且  $C_1$ 、 $C_2$  电压不会同时改变，故两变换器工作于互补方式。

电容  $C_1$  电压大于  $C_2$  时，通过 Buck 斩波电路调节电容  $C_2$  的电压进而实现中点电位的平衡控制。直流母线电压  $V_{DC}$  和分压电容  $C_1$  同时对电容  $C_2$  的调节产生影响，开关管  $V_{D1}$  导通时， $V_{DC}$  中的能量通过  $V_{D1} \rightarrow L_1 \rightarrow C_2$  回路为  $L_1$  电感储能；同时电容  $C_1$  通过  $V_{D1} \rightarrow L_1 \rightarrow C_2$  回路向电感储能， $V_{D1}$  关断时，储能电感  $L_1$  上的能量通过  $V_{D1} \rightarrow L_1 \rightarrow C_2$  支路将能量转移到  $C_2$  上，此时电容  $C_2$  电压升高。

电容  $C_1$  电压小于  $C_2$  时，通过 Boost 斩波电路实现电容  $C_1$ 、 $C_2$  电压的重新分配进而实现中点电位的平衡控制。当开关管  $V_{D2}$  导通时， $C_2 \rightarrow L_2 \rightarrow V_{D2}$  构成回路，电感  $L_2$  储能，当开关管  $V_{D2}$  关断时， $L_2 \rightarrow D_2 \rightarrow C_1$  支路为  $C_1$  电容充电，通过 Boost 电路对电容  $C_1$  电压进行校正，直至中电电压平衡。

## 2. 直流电压跌落时中点电压控制

当输入直流电源电压  $V_{DC}$  跌落时，开关管  $V_{D3}$  处于关断状态，此时的等效电路如图 3-18 所示。

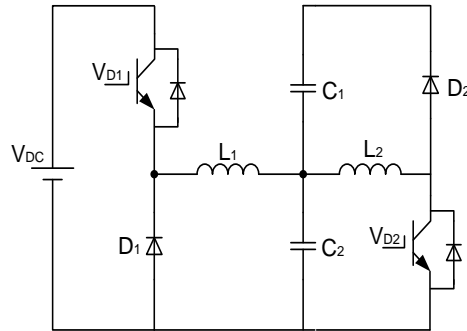


图 3-18 直流电压跌落时中点电压控制图

Fig.3-18 Neutral-point voltage control chart when the dc voltage drop

在该种情况下，Buck、Boost 变换器不再工作于互补模式，两种斩波电路同时工作，既可以平衡电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压，又可以使直流侧电压  $V_{DC}$  稳定。

Buck 斩波电路调节电容  $C_2$  的电压，同时 Boost 变换器通过  $C_2$  向  $C_1$  提供能量调节  $C_1$  的电压。因为  $V_{D3}$  关断，不存在 Buck 斩波电路工作时  $C_1$  向  $C_2$  提



供能量的情况发生，因此调节中点电位电压的同时可以控制直流侧电压  $V_{DC}$  的稳定，使系统可以在极端条件下工作。

### 3.3 本章小结

本章主要讲述了空间矢量调制算法在三相三电平 **VIENNA** 整流电路中的应用。还通过中点电位不平衡的分析，提出两种有效的解决办法。一种是在 **SVPWM** 控制策略下基于平衡因子的方法。另一种是基于硬件的平衡直流环节的简便方法。第二种方法从拓扑图上看容易理解，设计简单，但是同样需要采集直流侧两电容电压值，而且需要增加驱动电路来驱动 **Buck**、**Boost** 电路上的开关管导通，增加驱动电路会使电路整体更加复杂。

## 第4章 基于 SVPWM 的 VIENNA 系统仿真与验证

本章就 SVPWM 的 VIENNA 整流器系统进行 Matlab 仿真研究。从总体到局部逐一介绍仿真的各个子模块。对 SVPWM 算法模块本文采用两种不同方法进行 MATLAB 仿真。首先给出仿真参数设计目标。

表 4-1 实验预设仿真参数

Tab. 4-1 The preset simulation parameters of experiment

参数（单位）	数值
输入电压（V）	三相相电压有效值 220
输出电压（V）	700
开关频率（kHz）	20
输出额定功率（kW）	P=10
输入交流电感（mL）	L=1.5
输出电容（ $\mu\text{F}$ ）	C=3200

### 4.1 仿真模型的建立

#### 4.1.1 VIENNA 整流器总体仿真模型

VIENNA 整流系统仿真结构图如下：

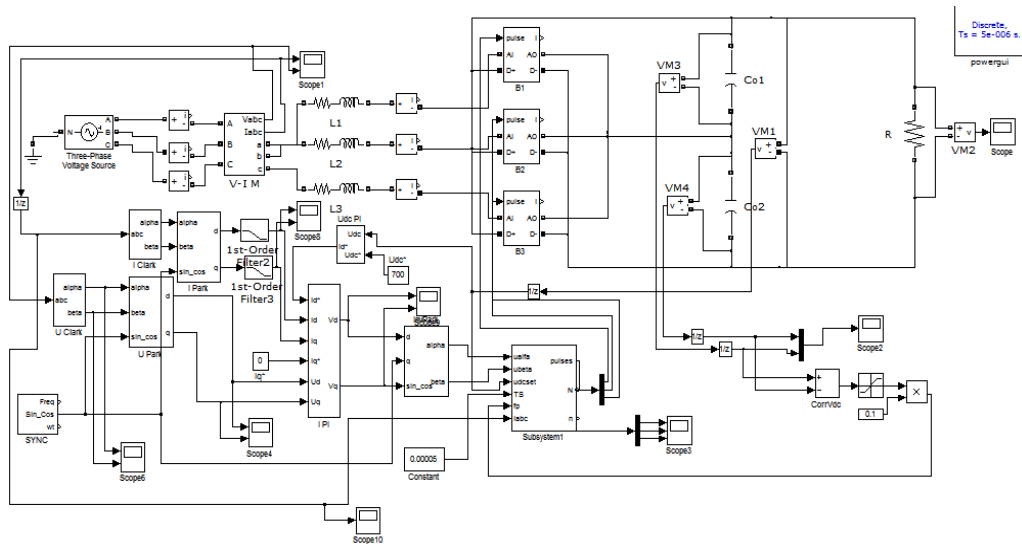


图 4-1VIENNA 整流器仿真系统结构图

Fig.4-1 Simulation structure of VIENNA rectifier system

### 4.1.2 VIENNA 整流器各个子模块仿真模型

介绍了 VIENNA 整流器的整体仿真模型，现在逐一介绍 VIENNA 整流器的各个控制部分模块。为了形成参考电压矢量，首先将三相电压电流进行 Clark、Park 变换，变换模型如图 4-2、4-3 所示。

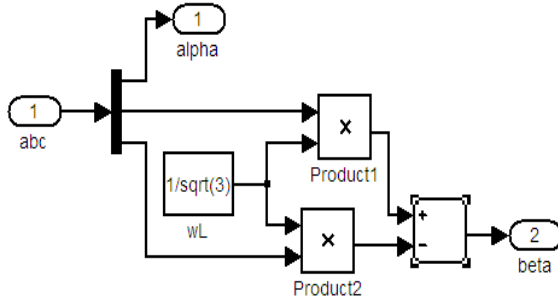


图 4-2 Clark 变换模块

Fig.4-2 Clark transform module

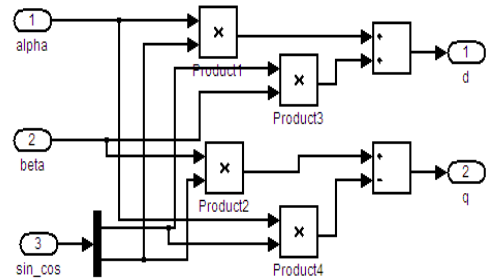


图 4-3 Park 变换模块

Fig.4-3 Park transform module

由如下图 4-4 的控制器电压环模块形成有功指令电流输入到电流控制环内，电流解耦模块如图 4-5 所示。

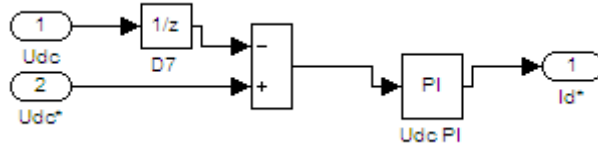


图 4-4 控制器电压环

Fig.4-4 Voltage loop of the controller

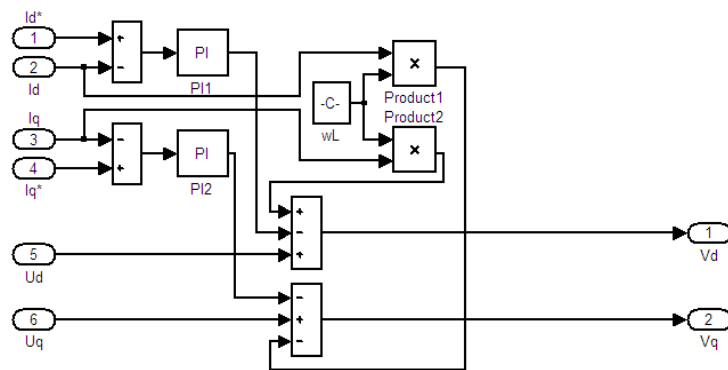


图 4-5 电流解耦模块

Fig.4-5 The current decoupling

为了得到指令电压矢量在  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系下的分量，将输出值送到 SVPWM 模块。可以将 d、q 分量利用图 4-6 Park 反变换模块变换成静止坐标系下的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

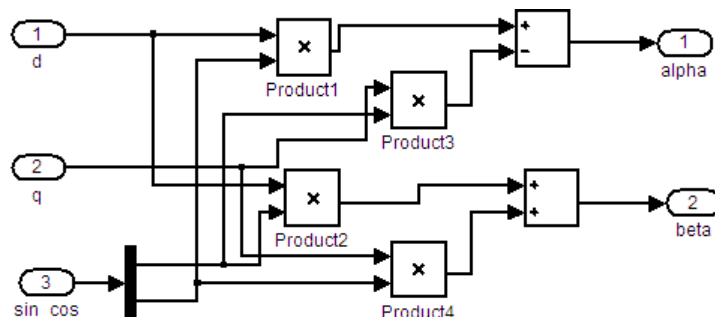


图 4-6 Park 反变换模型图

Fig.4-6 Inverse Park transform module

得到了参考电压矢量的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。就可以输入到 SVPWM 模块中进行计算。本文分两种方法实现 SVPWM 算法的仿真步骤。第一种是基于边界条件判断法的 SVPWM 仿真，另一种是基于调制比  $M$  和矢量角度  $\theta$  方法的仿真。

首先，给出第一种方法下的 SVPWM 算法仿真模块，图 4-7 是形成 3 路输出驱动信号的 SVPWM 模块仿真图。

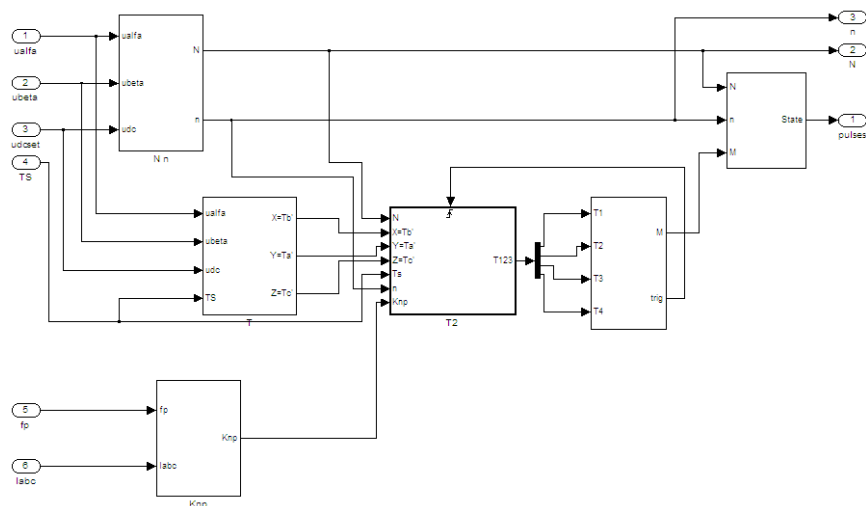


图 4-7 SVPWM 算法模块

Fig.4-7 SVPWM algorithm module

通过第三章的分析可知，利用输入参考电压矢量的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量，通过边界条件的判断方法，可以确定矢量所在的大区域  $N$ ，仿真图如图 4-8 所示。

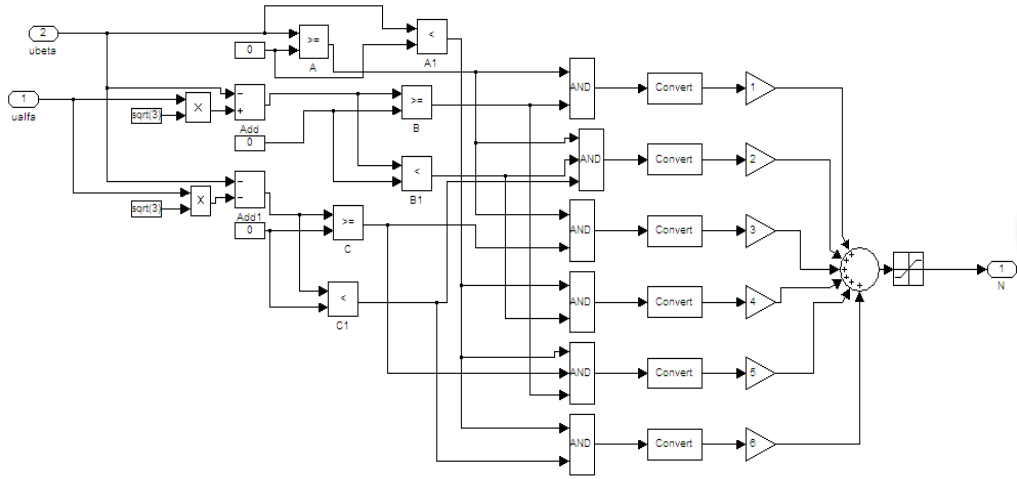


图 4-8 大区域 N 的判断模块

Fig.4-8 Judgment module in large area N

从仿真图 4-8 中可以看出，当  $V_{\beta} \geq 0$  且  $\sqrt{3} V_{\alpha} - V_{\beta} \geq 0$  的情况下，输出结果  $N=1$ ，其它判断方法也是如此。

同理利用边界条件判断法，可以得到小区域的仿真模型，仿真图如图 4-9 所示。

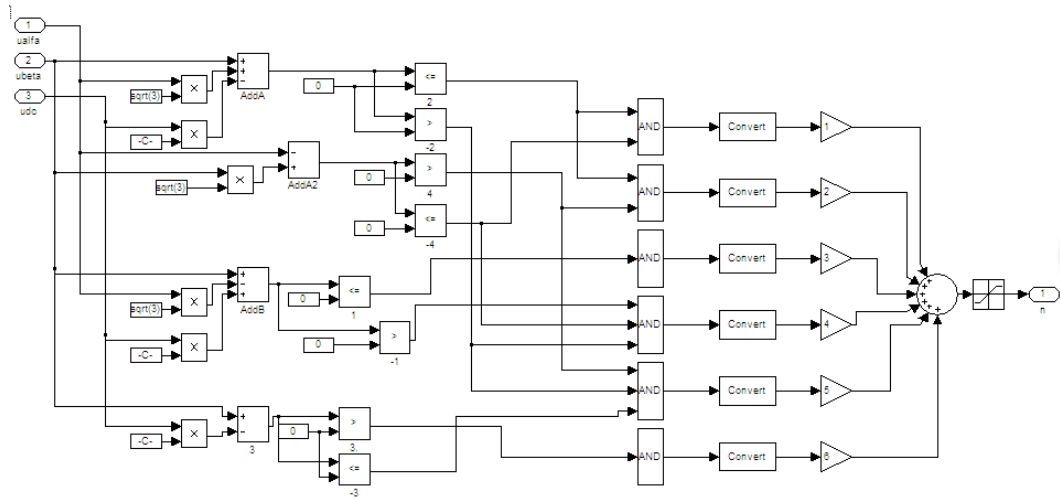


图 4-9 小区域 n 的判断模块

Fig.4-9 Judgment module in small area n

图 4-10 是时间计算过程中为了便于计算，特别引入的时间公共项模块。

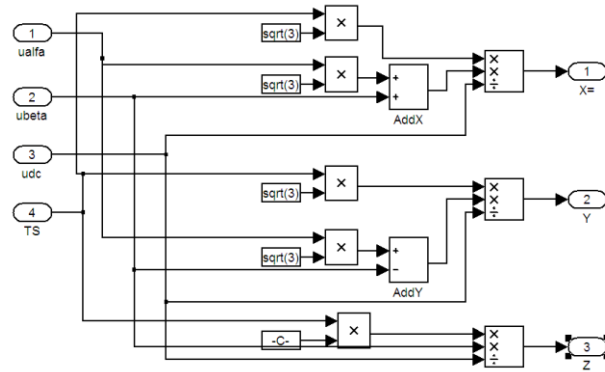
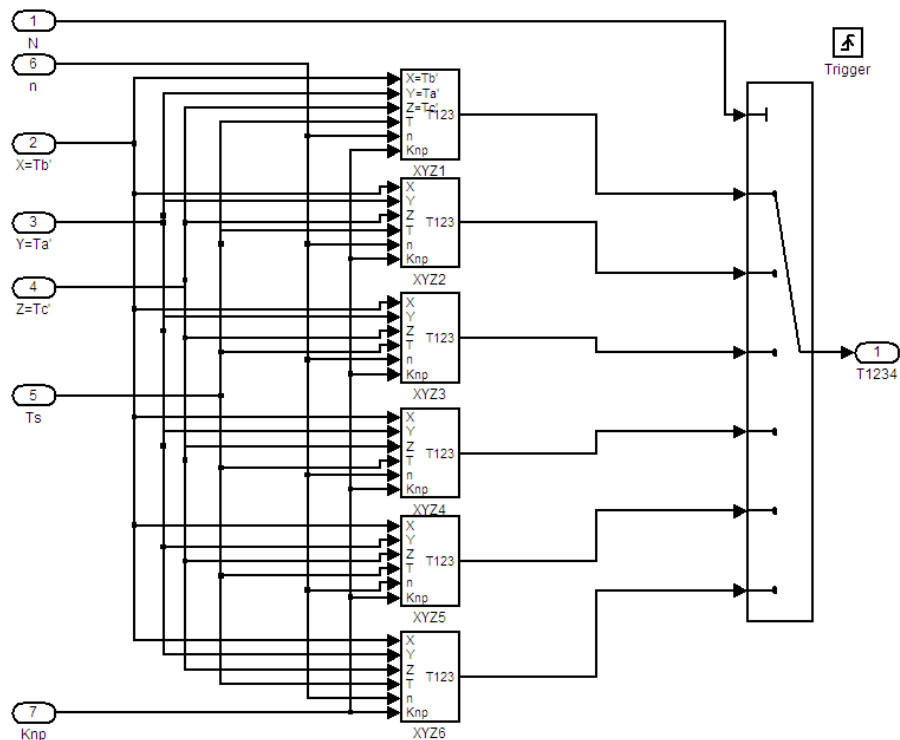


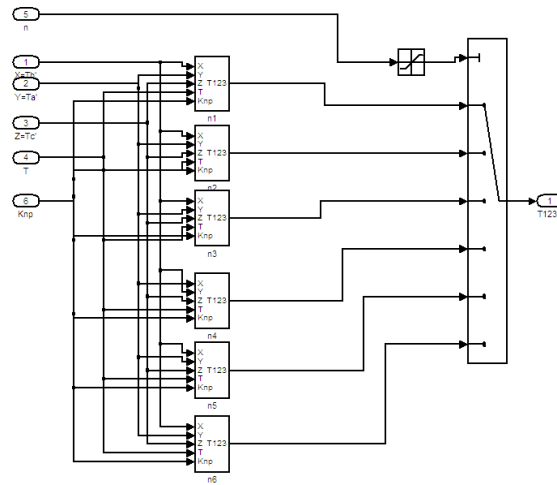
图 4-10 时间计算中的公共项

Fig.4-10 General items of time calculating

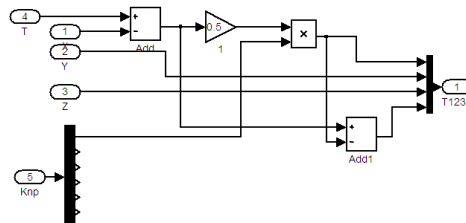
有了公共项模块，在矢量时间计算当中，便可以搭建出各个矢量的作用时间，大大简化了仿真模型。图 4-11 是矢量时间求解仿真模型，每个大区域  $N$  下分别含有六个小区域的时间求解模块选择。本文查看  $N=1$ ,  $n=1$  情况下时间模块的求解过程如图 4-11 所示。



(a) 时间计算模块



(b) 时间计算模块



(c) 时间计算模块

图 4-11 矢量时间计算

Fig.4-11 Calculation of the vector time

完成矢量作用时间的求解后，利用周期为开关周期  $T_s$  的三角载波判断出矢量作用顺序。 $M$  值为第  $M$  个作用的矢量，仿真图形如图 4-12 所示。

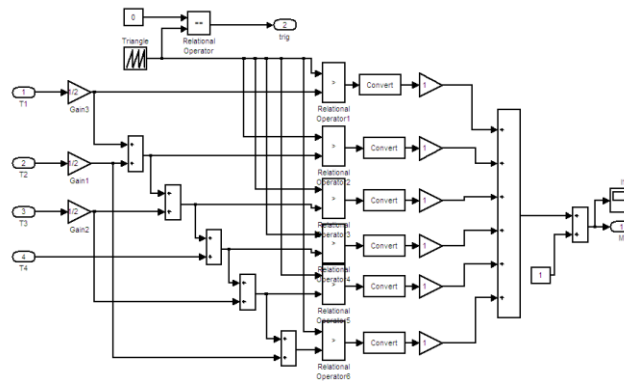
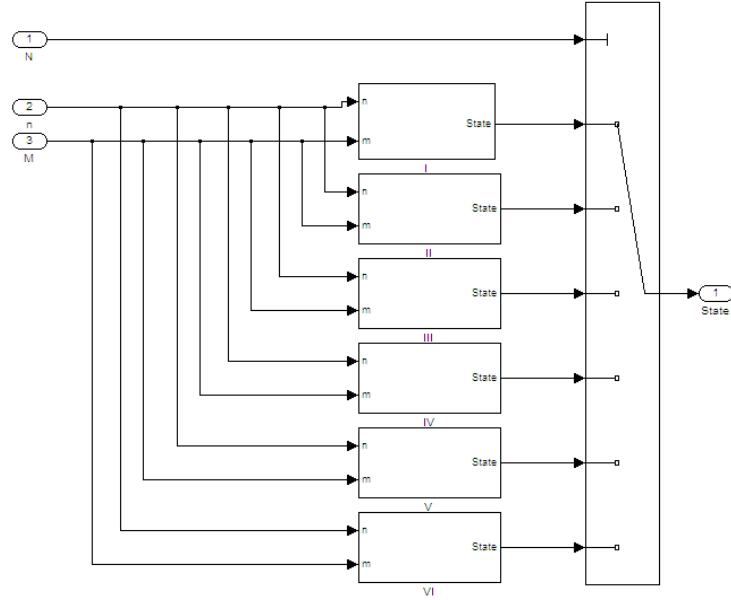


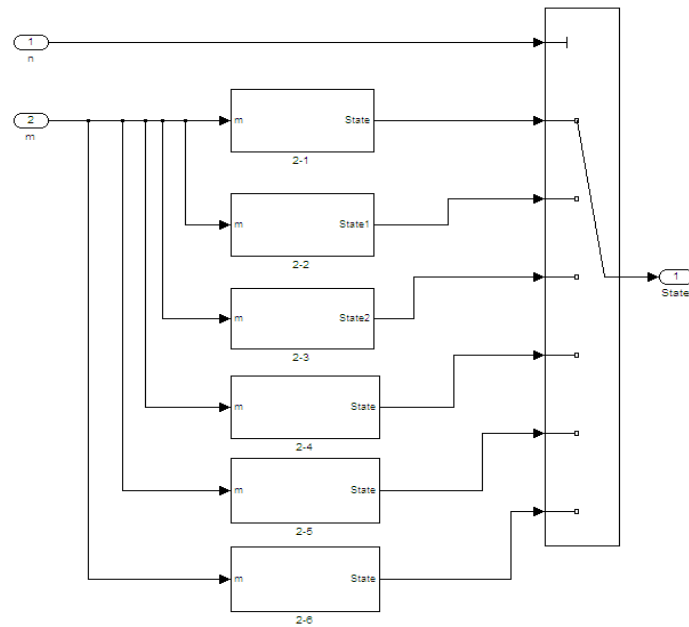
图 4-12 矢量时间分配

Fig.4-12 Vector time distribution

以上步骤完成后，根据得出的结果  $N$ 、 $n$ 、 $M$  值可以判断七段式矢量作用顺序。本文查看大区域  $N=2$  时， $n=2$  的模块内，选择负小矢量为首矢量的七段式矢量开关作用顺序仿真图如 4-13。

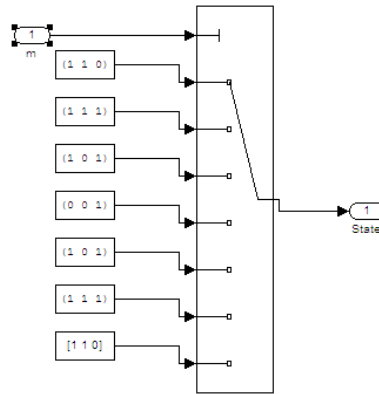


(a) 开关作用顺序模块



(b) 开关作用顺序模块





(c) 开关作用顺序模块

图 4-13 矢量开关作用顺序图

Fig.4-13 Chart of vector switch order

在上一章平衡因子的分析中得知，平衡因子的公式与电流方向有关，通过调节正负小矢量的作用时间，可以调节中点电位平衡，经过计算可以列出平衡因子的仿真图如 4-14 所示。

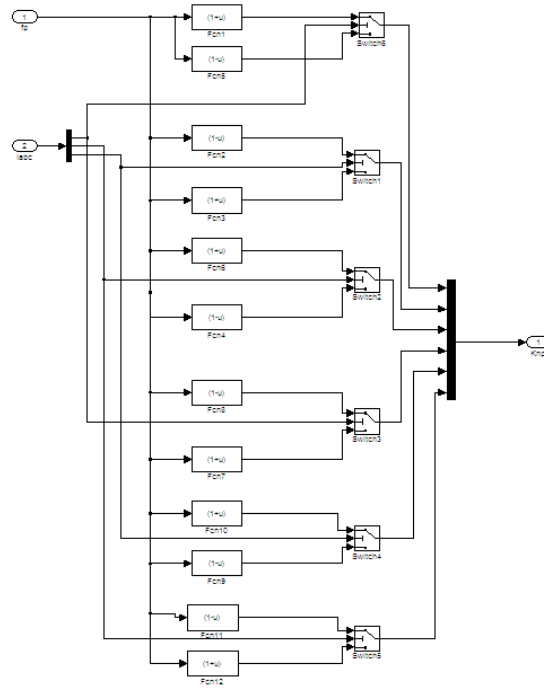
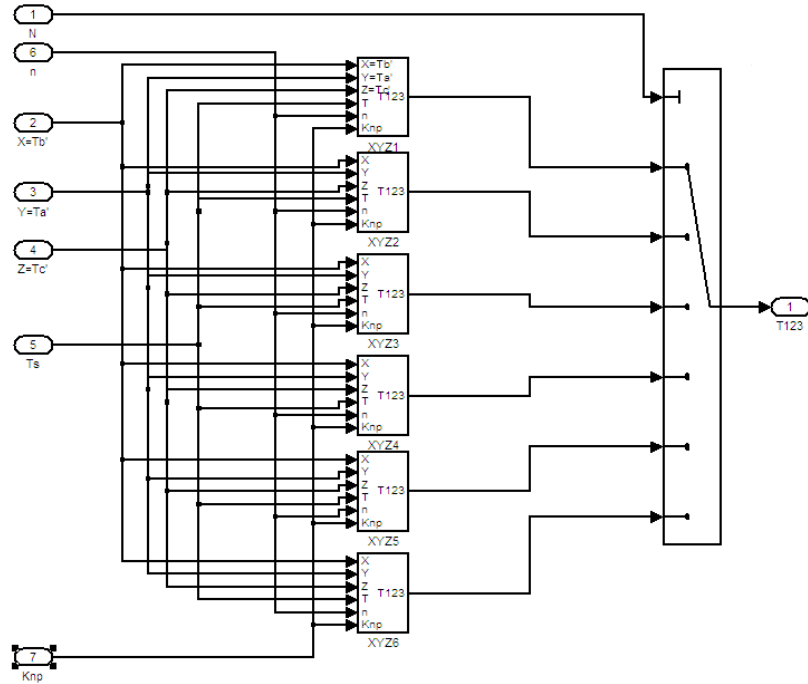


图 4-14 平衡因子的计算模块

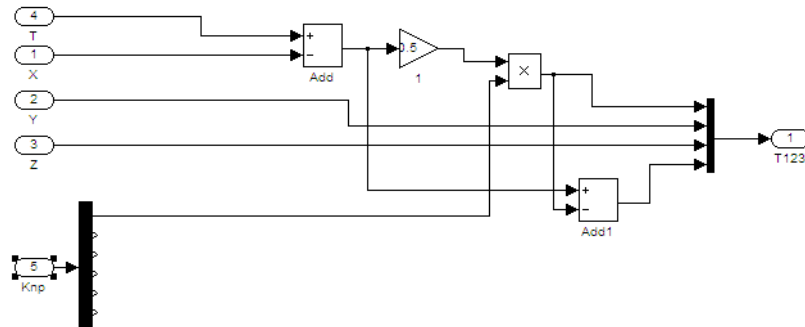
Fig.4-14 The calculation module of balance factor

如果在理想的情况下，中点电位可以达到平衡状态，那么调节因子  $K_{np}$  的

值为 1。加入了调节因子  $K_{np}$  后的矢量作用时间发生改变，加入平衡因子后的时间的仿真模型如下图 4-15 所示。



(a) 时间模块



(b) 时间模块

图 4-15 加入了平衡因子的时间模块

Fig.4-15 The time module joined the balance factor

以上仿真是基于边界条件判断法的 SVPWM 模块仿真，本文还可以选用基于调制比  $M$  和矢量角度  $\theta$  方法的仿真。为了方便理解，同样给出电路整体仿真模型，如图 4-16 所示，第二种仿真方法的主电路和电压电流环路仿真模型与第一种方法一样，只是在 SVPWM 算法模块上有所区别，这里简要介绍一下。

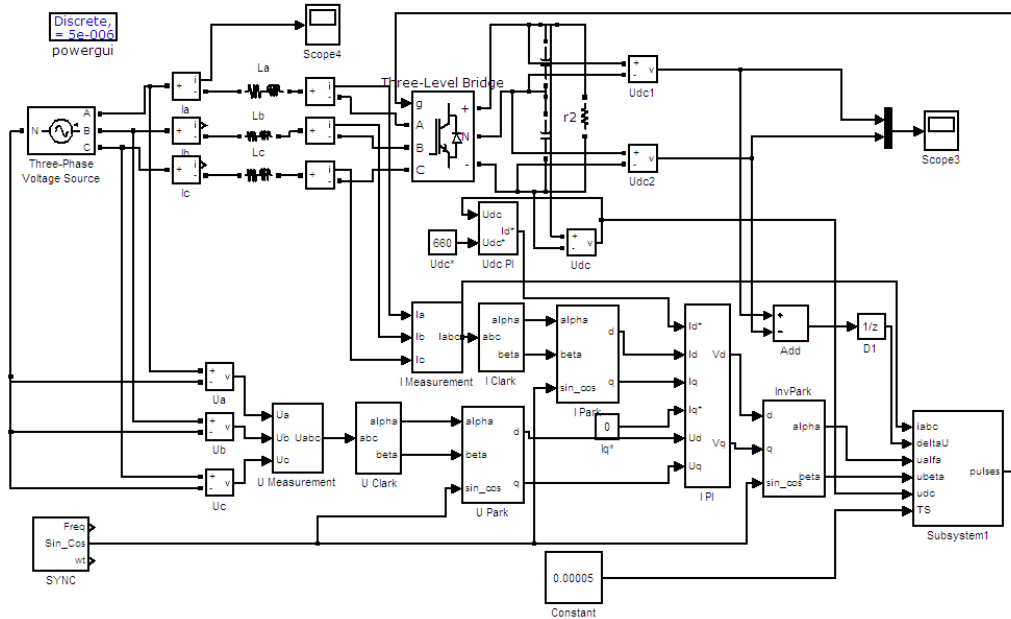


图 4-16VIENNA 整流器仿真系统结构图

Fig.4-16 Simulation structure of VIENNA rectifier system

图 4-17 是第二种方法下的 SVPWM 算法仿真图。

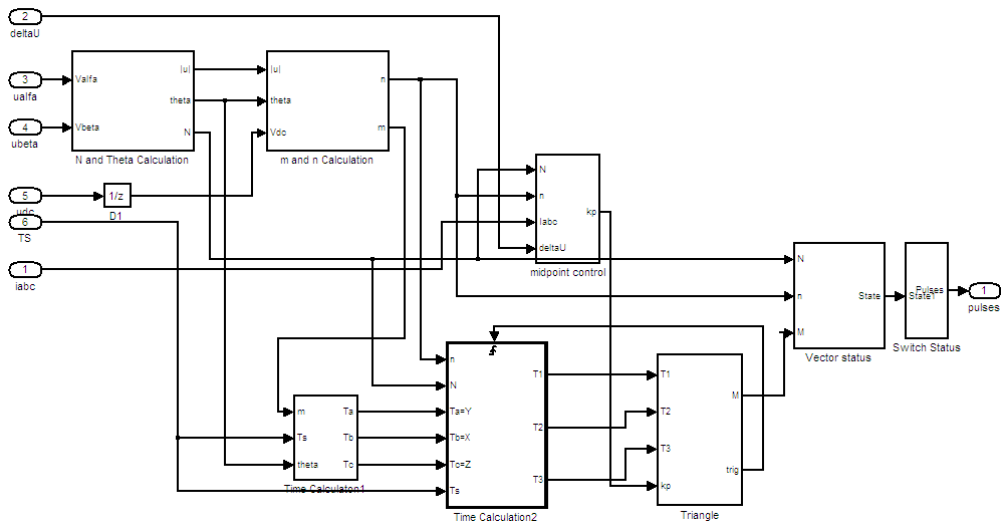
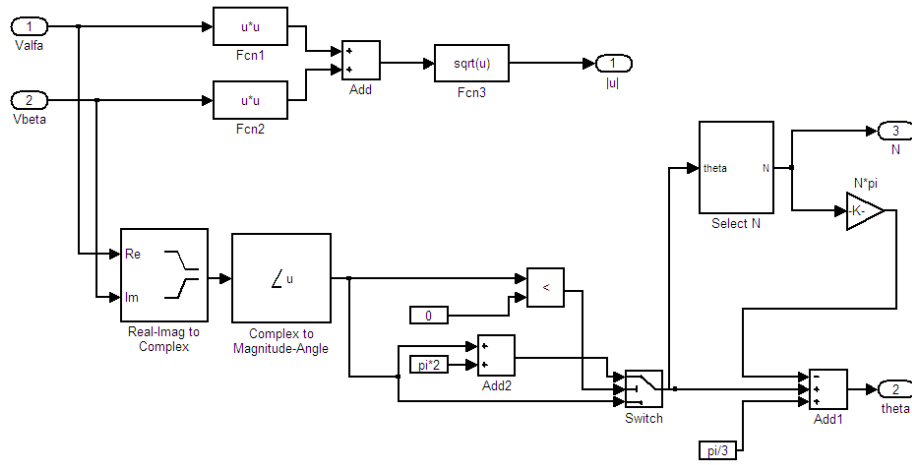


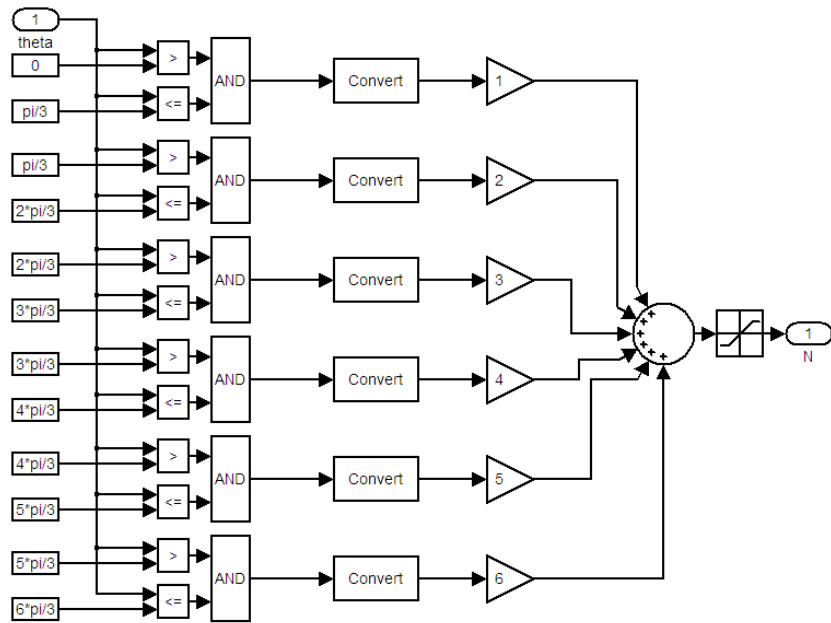
图 4-17 SVPWM 算法脉冲发生模块

Fig.4-17 SVPWM algorithm pulse generator module

通过图 4-18 可以得到参考电压矢量的幅值 $|u|$ 和相位 $\theta$ ，从而利用 $\theta$ 角度的大小判断出矢量所处的大区域 N。



(a) 判断模块



(b) 判断模块

图 4-18 大区域 N 的判断模块

Fig.4-18 Large area N's judgment module

当满足  $0 < \theta \leq \pi/3$ ，输出  $N=1$ ，当满足  $\pi/3 < \theta \leq 2\pi/3$ ， $N=2$ 。以此类推。

图 4-19 为矢量所在小区域 n 的求解模块。

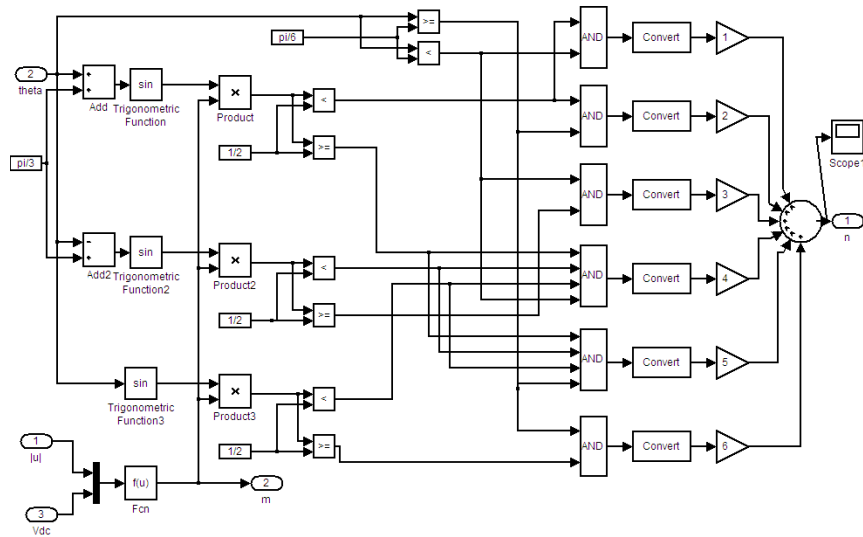


图 4-19 小区域  $n$  的判断模块

Fig.4-19 Judgment module in small area  $n$

图 4-20 是利用调制比  $M$  和  $\theta$  角度求解矢量作用时间时，为方便计算引入的公共项。

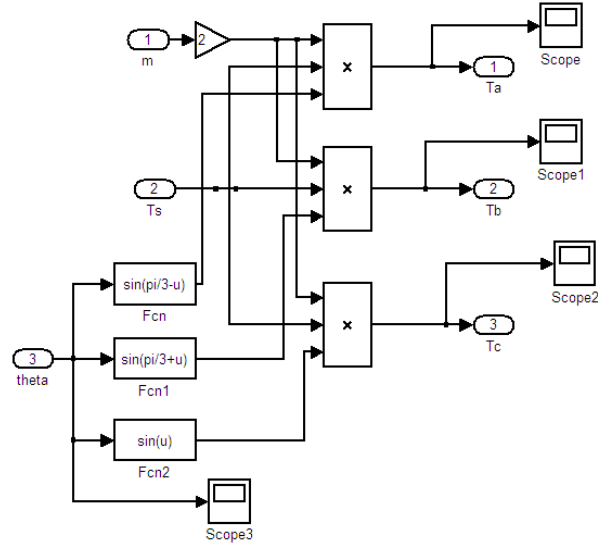


图 4-20 时间计算中的公共项

Fig.4-20 General items of time calculating

判断完区间，求解出时间的公共项后，矢量时间的求解，矢量作用顺序的确定与第一种方法相同。由于第二种方法涉及到大量的反三角函数计算，不利于数字实现，为此本文不做过多介绍。

## 4.2 仿真结果及分析

依据上节第一种方法所搭建的 VIENNA 整流器仿真模型，可以得出以下主要仿真结果：

图 4-21 是大区域 N 和小区域 n 的波形图。大区域在 1-6 区间范围内，小区域由于直流侧输出电压  $V_{dc}=700V$ ，只在  $n=3、4、5、6$  区域内。

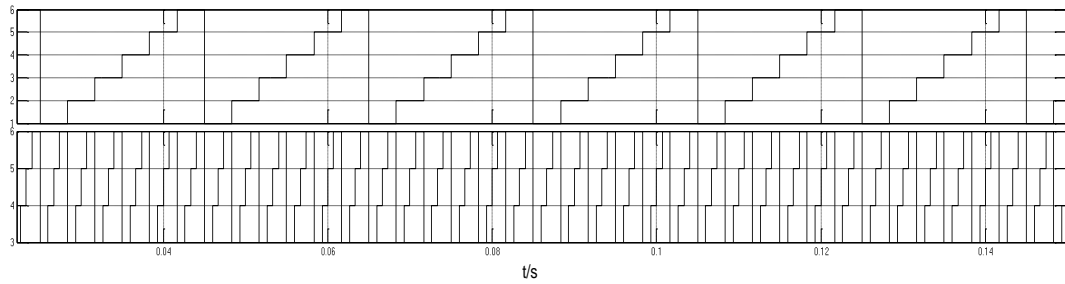


图 4-21 大区域和小区域波形图

Fig.4-21 Big area and small area Waveform graph

图 4-22 是 VIENNA 整流器交流输出侧线电压 A、B 间波形图和 A、N 间相电压波形图。图中可以看出交流侧线电压最大值为 700V，交流侧相电压最大值为 350V。

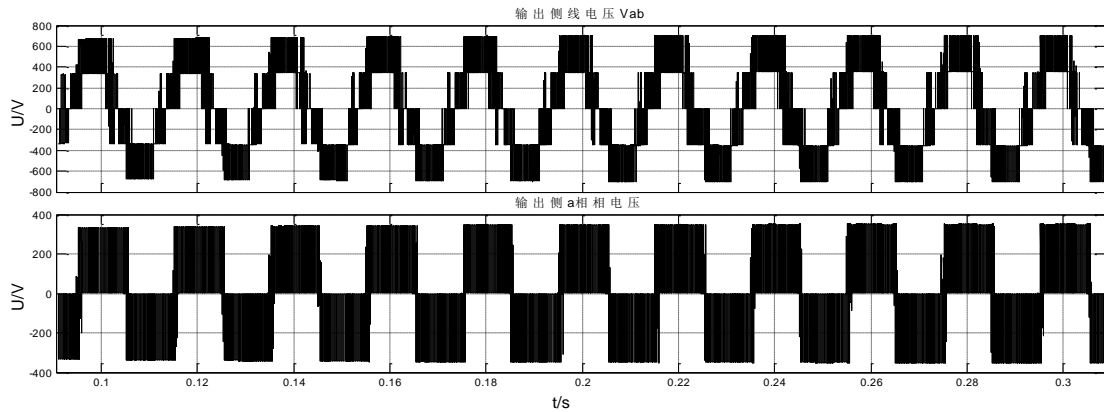


图 4-22 线电压间和相电压波形图

Fig.4-22 Line voltage and phase voltage waveforms

图 4-23 直流侧输出电压波形图，从图中可以看出电压稳定在 700V，达到预期设定的效果。

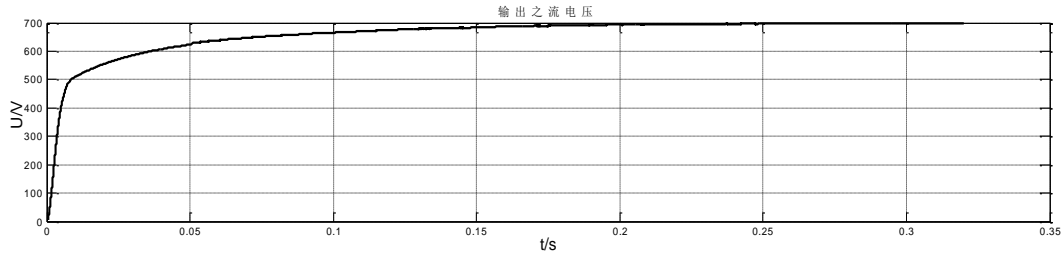


图 4-23 直流输出电压

Fig.4-23 DC side voltage

图 4-24 为未采用中点电位平衡方法的直流侧两电容上的电压波形图。在没有采取中点平衡控制策略的情况下，可以发现两电容上电压值相差很大。

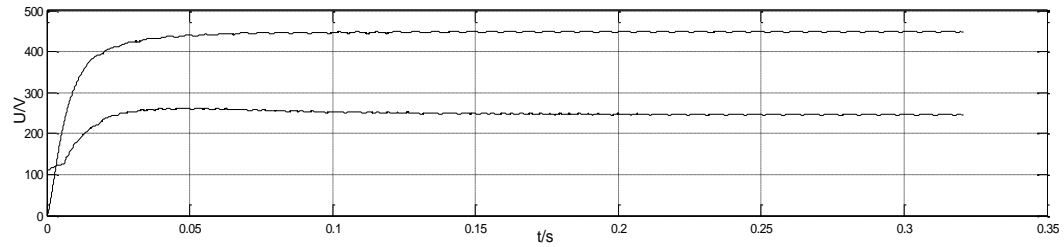


图 4-24 两电容上电压

Fig.4-24 The voltages of the two capacitors

图 4-25 为采用中点电位平衡方法的直流侧两电容上的电压波形图。可以得出，两电压趋于一致，最后都稳定在 350V 左右。通过加入了中点平衡控制策略，可以很好地达到预期的设计目标。

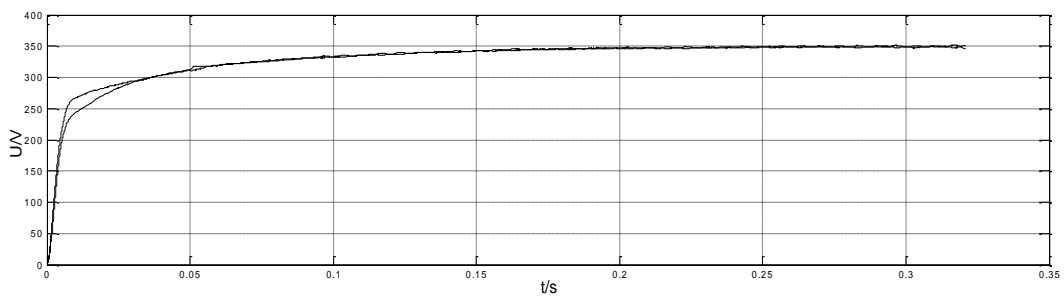


图 4-25 两电容上电压

Fig.4-25 The voltages of the two capacitors

在加入平衡控制策略的条件下，电网输入侧三相电压和三相电流波形如图 4-26 所示。三相相电压有效值为 220V，三相相电压峰值为 311V。三相电流可以保持和电压同相位，达到了功率因数校正的目的。

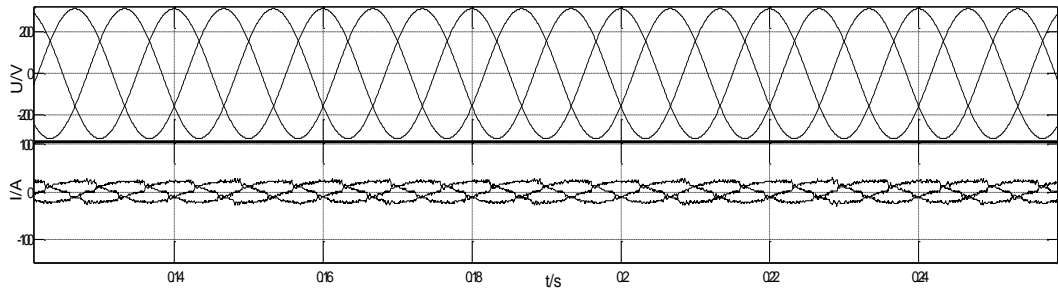


图 4-26 电网输入侧三相电压和三相电流

Fig.4-26 The input side of three-phase voltage and three-phase current

通过示波器测出了电网侧三相电压电流波形，图 4-27 给出了 A 相电压电流波形，电压电流可以保持同相位，输入电压峰值为 311V，测出电流值约为 22A。

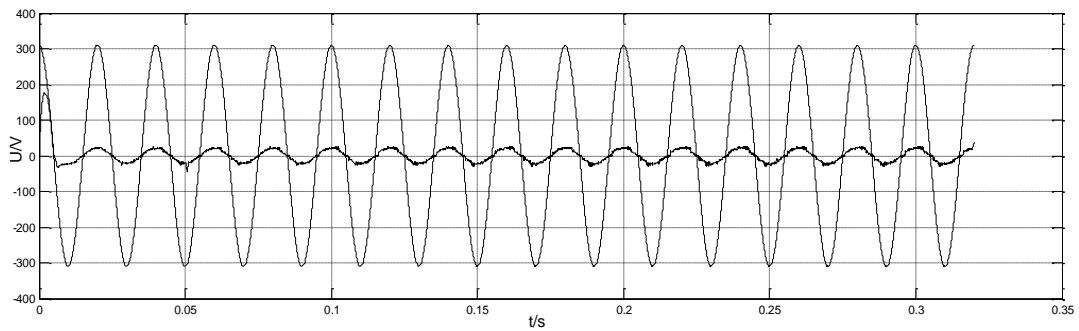


图 4-27 A 相电压电流

Fig.4-27 A-phase voltage and current

图 4-28 给出直流侧电流值约为 14A。与期望值  $10000/700=14.29A$  一致。

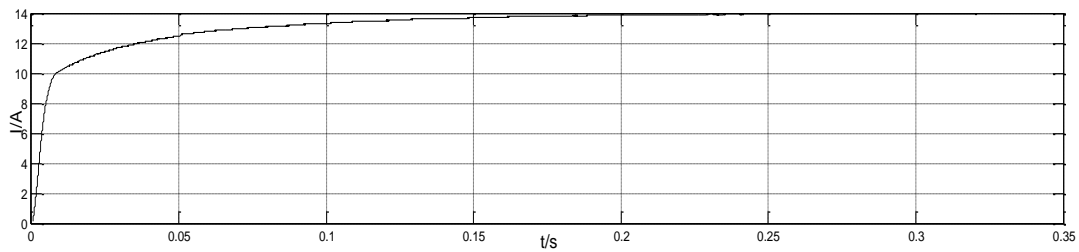


图 4-28 直流侧输出电流

Fig.4-28 DC output current

从图 4-29 中可以看出，开关管的电压应力最大值为 350V，是直流侧输出电压 700V 的一半。



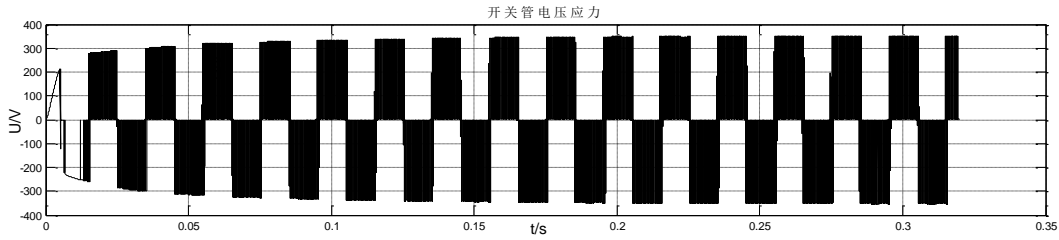


表 4-29 开关管承受的电压应力

Tab. 4-29 The voltage stress of the switches

图 4-30 是电网侧 A 相电流频谱图，电流 THD=5.81%。

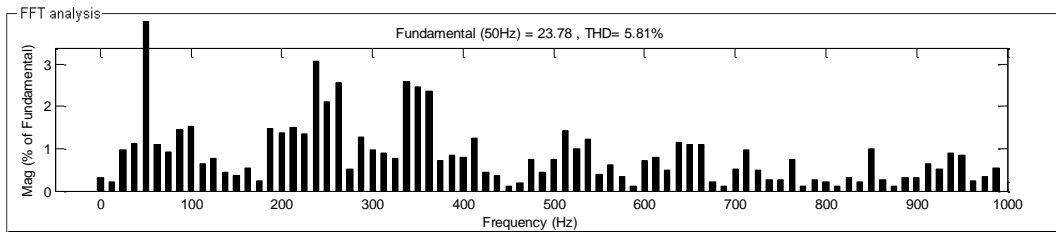


图 4-30 A 相电流频谱图

Fig.4-30 Current spectrum of A-phase

图 4-31 是输出 3 路脉冲驱动波形。三个图分别是三相桥臂的驱动波形图。

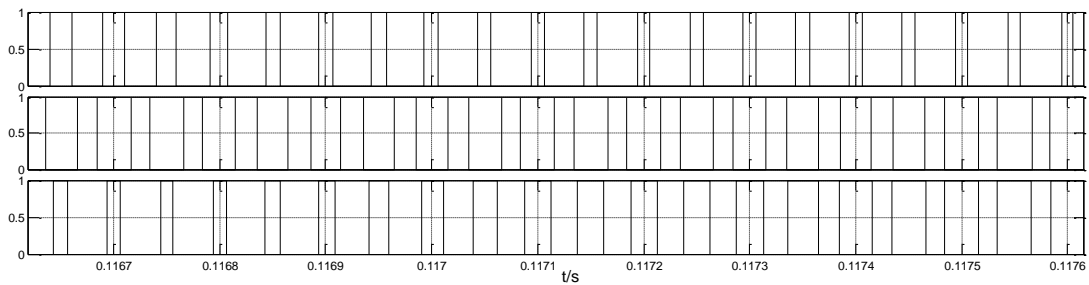


图 4-31 3 路脉冲波形图

Fig.4-31 Three pulse waveforms

依据第二种方法所搭建的 VIENNA 整流器仿真模型，得出以下主要仿真结果：

图 4-32 为 A 相电压电流波形图。电压为 311V，电流约为 22A。电压电流保持同相位，可以达到单位功率因数运行状态。

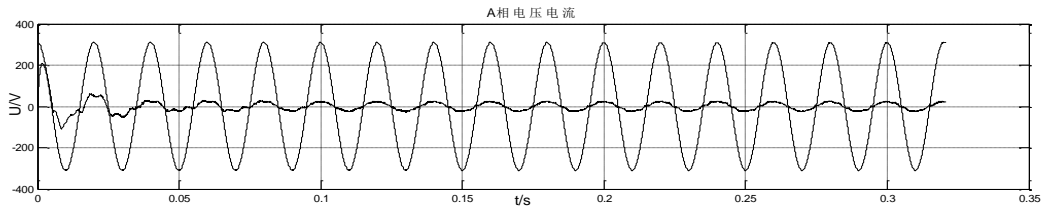


图 4-32A 相电压电流

Fig.4-32 A-phase voltage and current

图 4-33 是直流侧两电容电压波形图，两电压趋于一致，稳定在 350V 上。

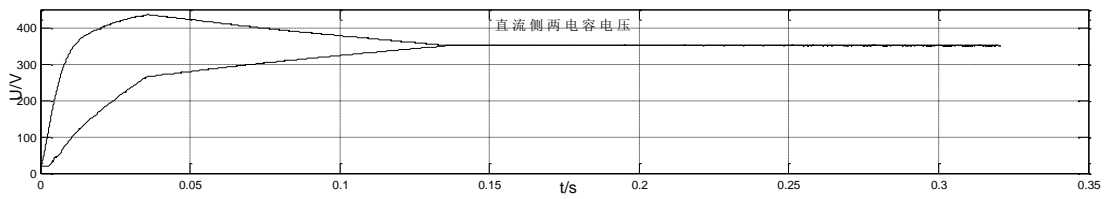


图 4-33 A 两电容上电压

Fig.4-33 The voltages of the two capacitors

图 4-34 是直流侧电容电压波形图，可以看出波形脉动小，稳定在 700V。

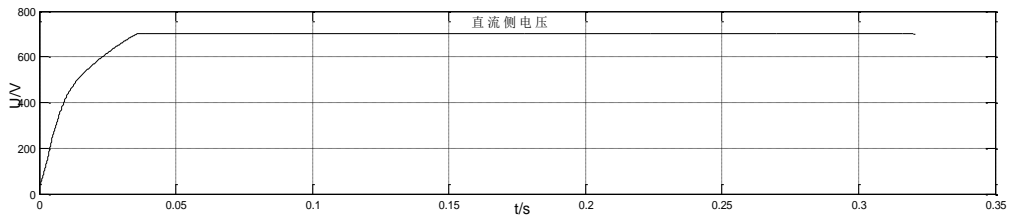


图 4-34 直流输出电压

Fig.4-34 DC side voltage

在基于调制比  $M$  和  $\theta$  角度求解 SVPWM 仿真模型的过程中，大区域  $N$  和小区域  $n$  的波形图与第一种方法下仿真波形图一样。角度  $\theta$  值波形图如图 4-35。

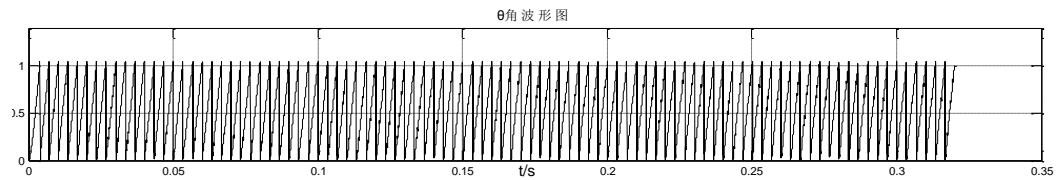


图 4-35  $\theta$  波形

Fig.4-35  $\theta$  waveform

图 4-36 为矢量模值 $|u|$ 的波形图。

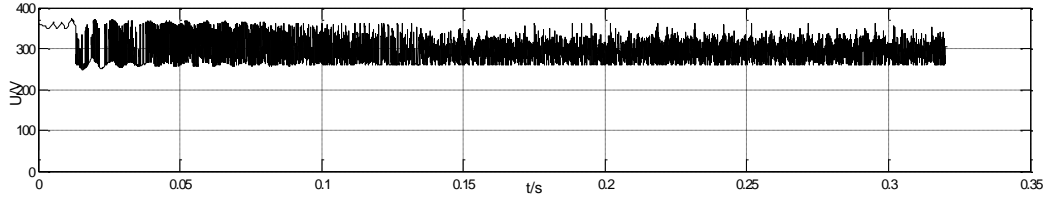


图 4-36  $|u|$  波形

Fig.4-36  $|u|$  waveform

### 4.3 本章小结

本文搭建了系统的总体仿真模型，在两种仿真方法下验证了 VIENNA 整流电路在开关频率不高的情况下不但功率因数得到了校正，而且保证了输出电压的稳定性。仿真结果验证了本文设计的整流器的有效性和可行性。

## 第5章 VIENNA 整流器系统设计及实验结果分析

本章根据前面章节对 VIENNA 电路的拓扑结构、控制算法的详细分析，针对电路的设计需求，对 VIENNA 整流器系统进行详细设计。

### 5.1 VIENNA 整流器硬件系统结构图

图 5-1 是系统整体结构图。基于空间矢量控制的整个系统，可以分为硬件设计和软件设计两部分。硬件设计包括电感设计，电容参数的设计及功率管和二极管的选取，电压电流的采样电路设计及驱动电路的设计。软件电路设计主要包括主程序设计和中断子程序设计。

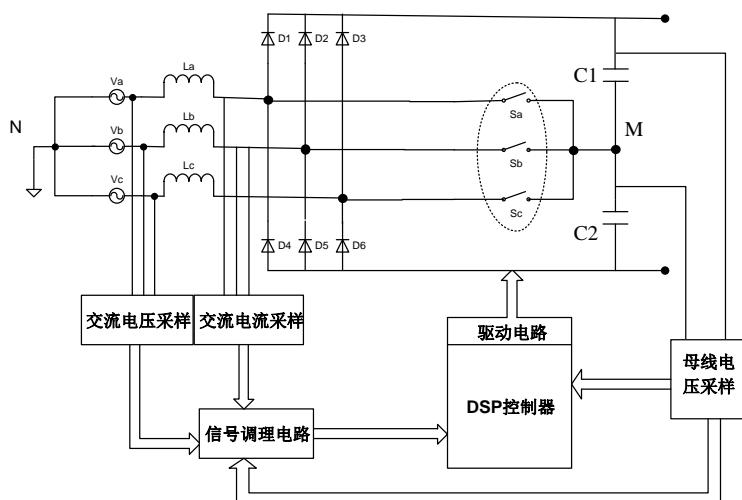


图 5-1 系统结构图

Fig.5-1 System block diagram

### 5.2 VIENNA 整流器主电路参数选取和设计

#### 5.2.1 主电路参数设计

本文主要参数设计要求如表 5-1 所示：

表 5-1 主电路参数设计表

Tab. 5-1 The design of main circuit parameters

参数（单位）	数值
电源电压（V）	三相相电压有效值 220V

输出电压 (V)	700
开关频率 (kHz)	20
输出额定功率 (kW)	P=10
整机效率	$\eta > 0.95$
功率因数	PF>0.99

最大输入相电压峰值:  $V_{in(pk)} = \sqrt{2}(1+0.15)V = 1.414 \times 1.15 \times 220 = 375 \text{ V}$

最大输出电流额定值:  $I_d = P / V_{dc} = 10000 / 700 = 14.29 \text{ A}$

### 5.2.2 输入电感的设计

本电路中交流电感既要升压又要滤波, 如果电感太小, 电流处于断续模式, 不是本设计所希望的。如果电感太大, 电感两端的电压太大, 不能忽略不计, 将会造成输入电流和输入电压相位的偏差。因此, 必须控制电感的参数在一个合理的范围内。通过文献[41]VIENNA 整流器流器完成升压条件, 可以得到公式(5-1):

$$V_o \geq \sqrt{3}V_{gpk} + 3 \cdot I_{gpk} \cdot \omega_N \cdot L \quad (5-1)$$

其中  $V_{gpk}$  为电网侧相电压峰值,  $I_{gpk}$  为电网侧每相电流峰值,  $\omega_N$  为 50Hz 角频率; 而  $I_{gpk}$  可通过公式(5-2)计算:

$$I_{gpk} = \frac{\sqrt{2}P_o}{3\eta V_g} \left( 1 + \frac{r}{2} \right) \quad (5-2)$$

其中  $r$  为电感电流纹波系数, 常取电流峰值的 0.2 倍或平均电流的 0.4 倍<sup>[42,43]</sup>, 本文中取 0.2, 因设计参数  $\eta=0.95$ ;  $T_s=20\mu\text{s}$ ;  $V_g=220\text{V}$ ;  $P_o=10\text{kW}$ , 依据式(5-1)、(5-2), 可得到电感和直流电压限制的最小值:

$$\begin{cases} L_{\min} \approx 138\mu\text{H} \\ V_{o\min} \approx 542\text{V} \end{cases} \quad (5-3)$$

根据得出的结果, 输出电压必须大于 542V, 本文给输出电压取  $V_o=700\text{V}$ 。滤波电感值大于  $138\mu\text{H}$ 。

算出电感最小值后, 根据电流环的快速跟踪性能, 设计的电感值不能太大。现在计算电感的最大值。

在一个周期内电流处于正半周过零点处, 网侧电压可认为 0。等效开关函数仍然适用  $S_{in}=0$ , 将式(2-8)中 a 相变形为:

$$L \frac{di}{dt} = \left( \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} S_{ip} - S_{ap} \right) \cdot \frac{V_o}{2} \quad (5-4)$$

电路运行稳定后，在一个周期内，开关闭合时间满足  $0 < t \leq T_{on}$  时  $S_{ap}=0$ 。式(5-4)可写为：

$$\frac{V_o}{6} (S_b + S_c) = L \frac{di_{up}}{T_{on}} \quad (5-5)$$

开关断开时  $T_{on} < t \leq T_s$ ，即  $S_{ap}=1$ ，则：

$$\frac{V_o}{6} (S_b + S_c - 2) = L \frac{di_{down}}{T_{off}} \quad (5-6)$$

为满足电流快速跟踪特性，必须满足如下公式：

$$\frac{|di_{up}| - |di_{down}|}{T_s} \geq \frac{I_{g(pk)} \sin \omega \cdot T_s}{T_s} \cong I_{g(pk)} \cdot \omega \quad (5-7)$$

综合(5-6)、(5-7)、(5-8)三式并认为  $S_a=S_b=1$ ，可得：

$$L \leq \frac{V_o}{3I_{g(pk)} \cdot \omega} \quad (5-8)$$

代入设计参数，取一定电压和电感裕量，估算出电感值：

$$\begin{cases} V_o = 700V \\ 138\mu H \leq L \leq 6mH \end{cases} \quad (5-9)$$

根据以上求解电感的范围，考虑实际电路设计，把电感  $L$  定为 1.5mH。

### 5.2.3 输出滤波电容的设计

上面已对交流侧电感的参数进行了设计，现在对电路的直流侧电容进行设计。直流侧电容的好坏直接影响着 AC-DC 之间的能量交换。它主要起到稳定直流侧电压、抑制谐波、而且能够缓冲交直流之间能量变换的作用，合理的选择电容对系统的特性和安全性有关键作用。为满足上述要求，可以计算电容参数：

$$C_1 = \frac{I_{out} \Delta t}{\Delta V_o} = \left( \frac{10}{700} \cdot \frac{1}{300} \right) / (700 \cdot 2\%) = 3401 \mu F \quad (5-10)$$

$$C_2 = \frac{2P_o \cdot \Delta t_{hold}}{V_o^2 - V_{omin}^2} = \frac{2 \cdot 10000 \cdot 0.030}{700^2 - (700 \cdot 80\%)^2} = 3401 \mu F \quad (5-11)$$

式中， $I_{out}$  为直流侧输出电压有效值， $\Delta t$  是三相整流桥电压脉动时间， $\Delta V_o$  为

直流电压允许脉动值， $\Delta t_{hold}$  是保持时间。

当工频为 50Hz 时，VIENNA 整流桥电压脉动频率为  $6 \times 50 = 300\text{Hz}$ ，为了滤除该频率脉动，可以设计电容值满足如下约束条件：

$$C \geq \frac{I_D \Delta t}{\Delta V_{DC}} = \frac{I_D}{6f(V_{DC} \times 2\%)} \quad (5-12)$$

在设计电容参数时一个重要指标就是直流侧电压的跟随性能。当整流器的直流侧电压指令阶跃变化为额定的直流电压给定值时，则当直流侧实际电压达到给定电压之前，电压外环 PI 调节器会一直处于饱和状态，因 PI 调节器输出是指令电流的幅值信号，忽略电流内环惯性下整流器直流侧将以最大电流  $I_{\max}$  对负载及电容进行充电，从而直流电压以最快速度升高<sup>[44]</sup>。 $V_{d0}$  为直流电压初始值，且：

$$V_{dc} - V_{d0} = (I_{\max} R_o - V_{d0})(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad \tau = R_{le} C \quad (5-13)$$

求解上式得：

$$t = \tau_1 \ln \frac{I_{dm} R_{le} - V_{d0}}{I_{dm} R_{le} - V_{dc}} \quad (5-14)$$

为保证直流电压初值  $V_{d0}$  跟随额定值  $V_{dc}$  的时间不能大于  $t_r^*$ ，则可以得到满足跟随性能指标的公式：

$$R_o C \ln \frac{I_{\max} R_o - V_{d0}}{I_{\max} R_o - V_{dc}} \leq t_r^* \quad (5-15)$$

一般工程上取：

$$\begin{cases} I_{\max} = 1.2V_{dc} / R_o \\ V_{dc} = \sqrt{3}V_{lin} \\ V_{d0} = 1.35V_{lin} \end{cases} \quad (5-16)$$

式中， $V_{lin}$ —三相 VSR 网侧线电压有效值。综合上式可得<sup>[48]</sup>：

$$C \leq \frac{t_r^*}{0.74R_o} \quad (5-17)$$

为达到直流电压快速跟踪特性，直流侧电压希望越小越好，但是直流侧电压过小，不利于实现直流电压抗干扰能力。由仿真和实际情况来看，本文选用两个 3200uF/450V 铝电解电容，两电容连接点为输出中点。

### 5.2.4 功率器件的选取

选择功率器件的重要参考是所承受的电压、电流应力大小，开关频率等因素。在众多的功率器件中，电压型控制开关管 MOSFET 具有开关速度快、驱动电路简单、热稳定性好等特点，在本文设计中需要较高的开关频率，但并不承受过高的电压电流。承受的电压应力仅为输出电压的一半  $700/2=350\text{V}$ ，考虑 1.5 倍的裕量， $350 \times 1.5=525\text{V}$ 。实际挑出两个 MOSFET IXFK32N80P ( $I_D=32\text{A}$ ,  $V_{DS}=800\text{V}$ ,  $R_{DS}=0.27\Omega$ ) 并联。与 MOSFET 连接的整流桥工作在 50HZ 频率下选择 KBPC5010 ( $I_{FAVM}=50\text{A}$ ,  $V_{RRM}=1000\text{V}$ ,  $V_F=0.27\text{V}$ ) 就足够。续流二极管选用快恢复二极管 DSE160-12A ( $I_{FAVM}=52\text{A}$ ,  $V_{RRM}=1200\text{V}$ ,  $t_n=40\text{ns}$ )。

### 5.3 VIENNA 整流器硬件电路设计

试验样机的硬件电路实现以采用 DSP28335 为主控芯片。模数转换部分利用 28335 的 A/D 转换模块进行。这就要求采样信号必须经过处理才能与 A/D 接口和输入输出接口相连。使输入经过调理后与电压电流范围相匹配。本文 SVPWM 控制 VIENNA 整流器因三相电网电压对称，只需采集电源电压、电源电流、输出直流电压。

#### 5.3.1 检测电路

本次设计采用电压、电流霍尔传感器。采样电路如图 5-2、5-3、5-4 所示。

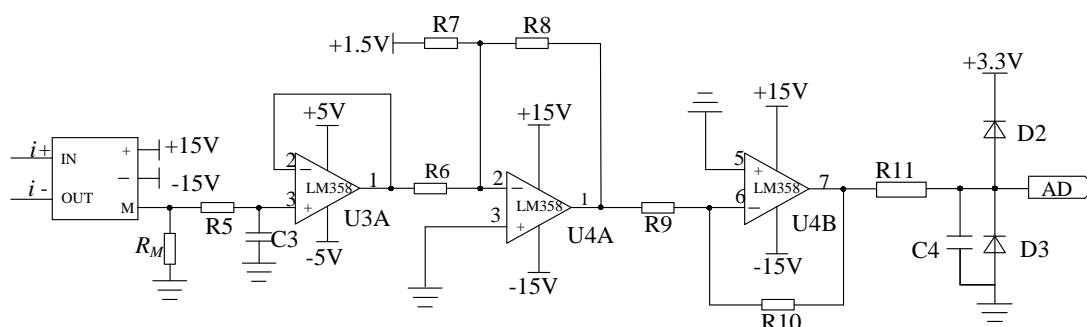


图 5-2 电流采样及其调理电路

Fig.5-2 Circuit of current sampling and its modulation



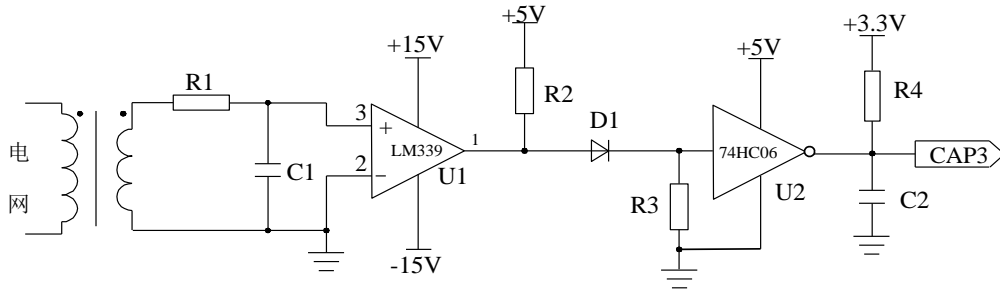


图 5-3 电压采样电路

Fig.5-3 Voltage sampling circuit

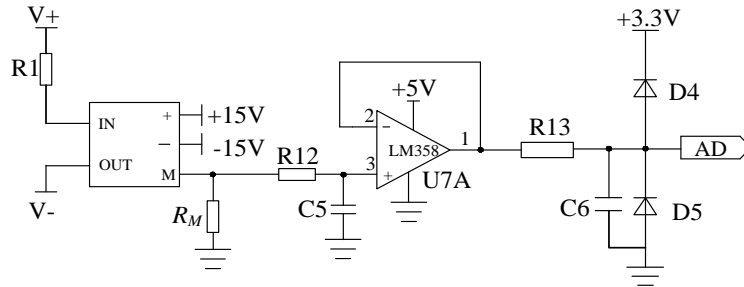


图 5-4 直流侧电压采样电路

Fig.5-4 Sampling circuit of direct current side voltage

### 5.3.2 隔离驱动电路设计

当 DSP 产生三相 PWM 驱动信号后，还不能直接驱动 MOSFET，经过驱动电路处理后才可以使用。驱动电路是以 M57962L 为驱动芯片，电路内部结构如图 5-5 所示。

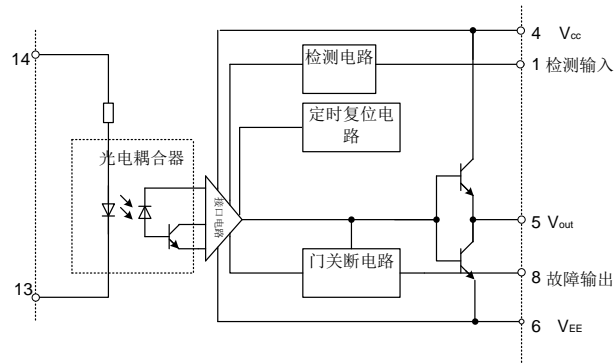


图 5-5 驱动电路内部结构图

Fig.5-5 Drive circuit internal structure

产生驱动信号的典型应用电路图如 5-6 所示：

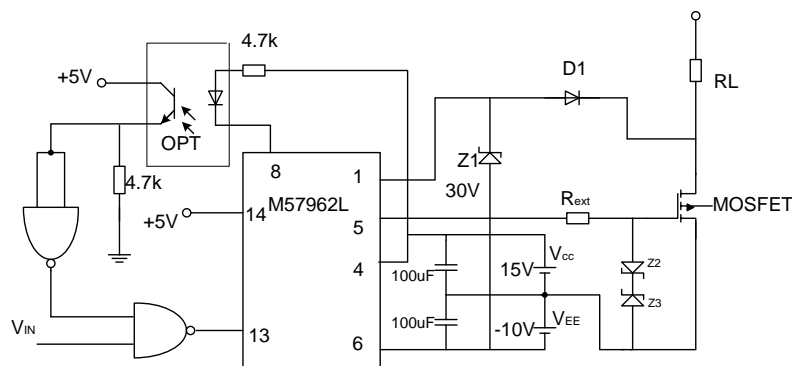


图 5-6 驱动电路图

Fig.5-6 Schematic of drive circuit

M57962L 利用光耦隔离，具有高输入输出隔离度。采用双电源供电，确保 MOSFET 的通断可靠。输入电平为 TTL，适用于 DSP 控制。

## 5.4 VIENNA 整流器的软件设计

CCS3.3 是 TI 公司发布的集成版本的开发环境。在 CCS 软件中可以编写调试 DSP 代码。本节主程序设计是在 CCS3.3 环境下编译的，采用 C 语言编写主程序和中断程序。

### 5.4.1 主程序设计

DSP 采样电流电压信号，进行 SVPWM 算法控制，生成驱动信号。整个系统的工作状况可以划分为几种模式。

- 1、模式 1：对整个系统进行检测，接收到开始信号后闭合交流接触器，第一个准备过程完成。
- 2、模式 2：完成环路计算和坐标变换，完成 SVPWM 计算。
- 3、运行模式：整个系统处于运行状态，在正常情况下输出驱动信号。。
- 4、停止模式：遇到错误或收到停机指令，封锁驱动信号，整个系统进入停机状态，交流继电器断开。

本次软件设计采取“循环+中断”的控制结构。图 5-7 是系统主程序流程图。首先进行系统初始化，然后对各种功能模块进行配置。当系统检测没有错误后，闭合交流接触器。如果检测到系统错误则产生中断，进入中断服务子程序<sup>[44-46]</sup>。

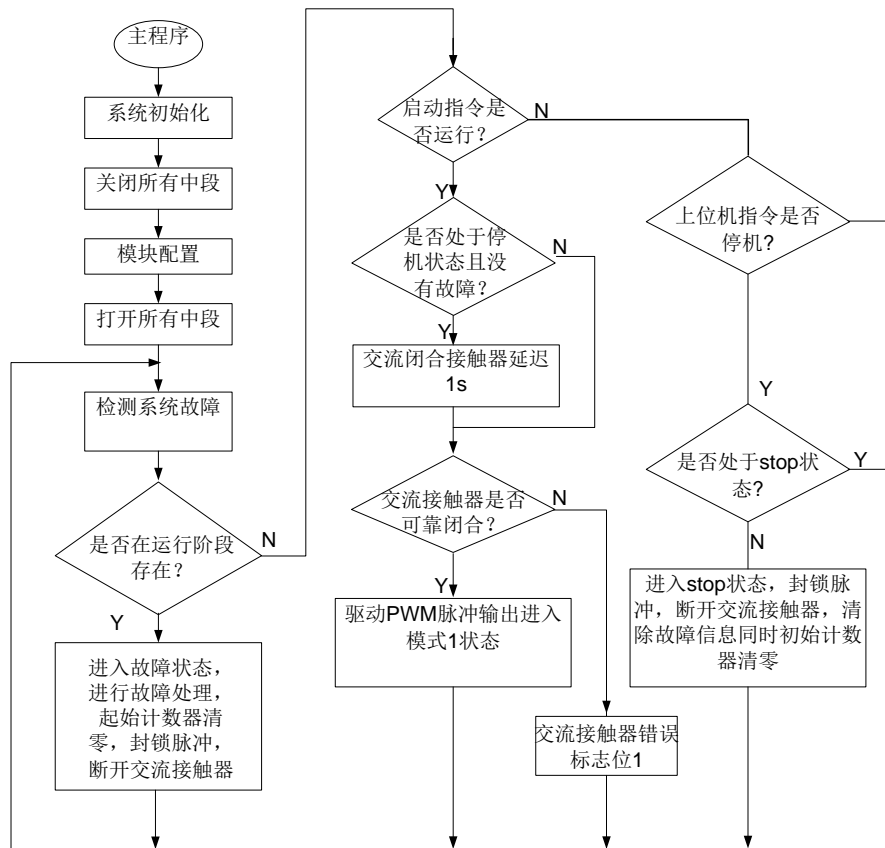


图 5-7 主程序流程图

Fig.5-7 Flow chart of main program

#### 5.4.2 中断子程序设计

通过以上流程图可以知道，主程序中主要执行系统控制指令检测和故障检测，但环路计算、区间判断、矢量作用时间计算、分配、PWM 驱动等程序都需要在中断子程序中完成。其中重要的就是 AD 中断子程序。

PWM 计时周期就是开关周期 20KHz，PWM 的定时中断可以作为每一个环节的计时器，使整个系统可以同步工作。PWM 周期起始时刻，PWM 模块触发 AD 转换。经过 AD 处理后触发一次 DSP 中断。中断期间对结果进行计算处理后将新占空比赋值给 PWM 中的影子比较寄存器。在下一个 PWM 周期到来时对比较寄存器重载，获得 PWM 驱动脉冲信号，并继续触发下一次 AD 采集，不断地重复上述过程。因为 TMS320F2833 芯片的 ePWM 模块可以触发 ADC 启动转换，因而 ADC 产生的中断周期与 PWM 周期基本相同，同视为 20KHz，开关管占空比的计算也在 AD 中断中完成，因此可以由 AD 中断代替

PWM 中断。流程图如图 5-8 所示。

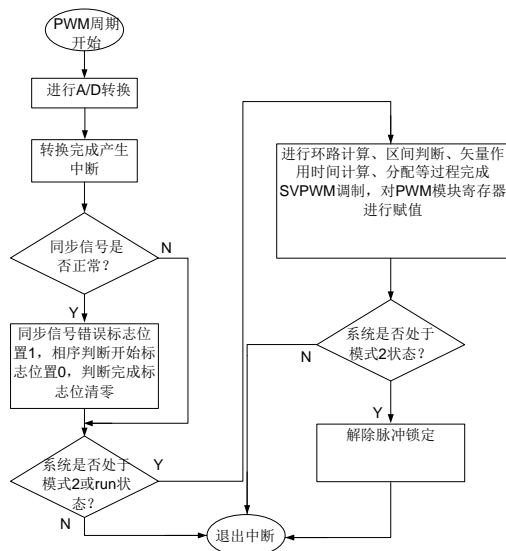


图 5-8 中断子程序流程图

Fig.5-8 The interrupt subroutine flow diagram

## 5.5 实验结果及分析

本文在整篇文章的理论分析、仿真验证及硬件电路的设计基础上，搭建了 VIENNA 整流器的实验平台。在实验平台的基础上，初步调试了实验，实验结果记录如下。

图 5-9 是 VIENNA 整流器在空间矢量调制下的交流侧电压、电流实验波形。从图形可以看出交流侧电压电流可以达到基本同相位。输入电压稳定在峰值电压 311V，输入电流约为 22A。达到了功率因数校正的目标。

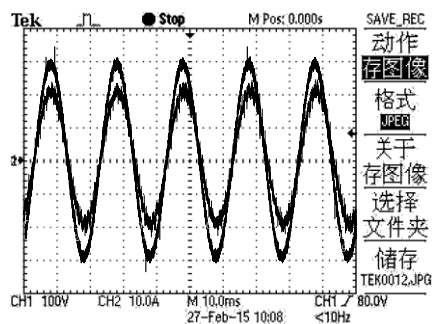


图 5-9 交流电压电流波形图

Fig.5-9 The waveform of AC voltage and AC current

图 5-10 是输出侧的 A 相相电压实验波形图。最大值是 350V。

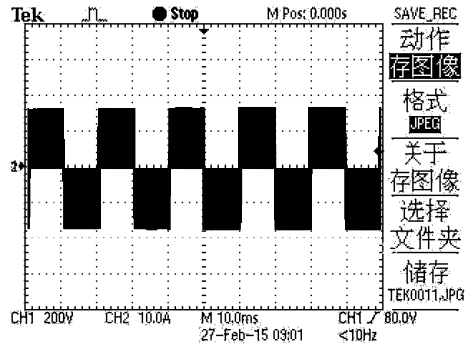


图 5-10A 相相电压波形图

Fig.5-10 A phase-voltage waveform

图 5-11 是整流桥输出侧 A、B 相之间线电压实验波形图。

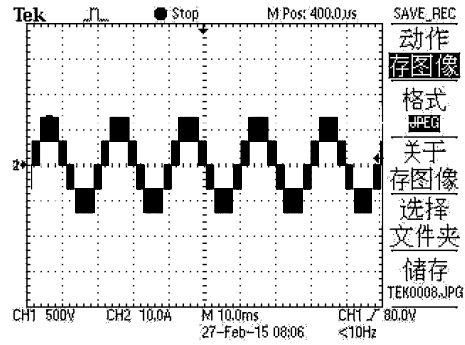


图 5-11 A、B 线电压波形图

Fig.5-11 A、B line voltage waveform

图 5-12 是直流输出侧电压实验波形图。

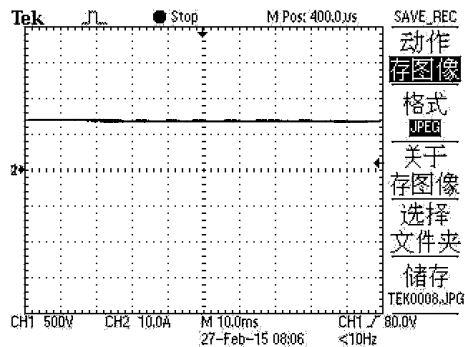


图 5-12 直流侧电压波形图

Fig.5-12 The voltage waveform of DC side

经过实验验证，本文所设计的空间矢量控制 VIENNA 整流器，达到了功

率因数校正的目标，电网电压、电流同相位，电流谐波含量低，直流侧输出电压稳定在 700V。

## 5.6 本章小结

本章主要搭建了系统的整体硬件电路，并对其中的各部分电路进行了详细的设计。随后给出了系统的主程序流程图和子程序的软件流程图。通过系统的软硬件调试，结果表明本文设计的空间矢量控制 VIENNA 整流器功率因数高、输出电压稳定。

## 结论

本文以三相三电平 VIENNA 整流器为研究对象,研究其在空间矢量调制下完成单位功率因数整流。主要的研究成果如下:

1.通过分析 VIENNA 整流器的发展现状和背景,了解 VIENNA 的主要研究方向。

2.介绍 VIENNA 整流器的工作原理、拓扑结构、和数学模型。提出 VIENNA 整流器在同步旋转坐标系下的双环控制系统设计。

3.提出了三电平 VIENNA 整流器的空间矢量调制算法,把传统三电平空间矢量控制方法应用到新型拓扑结构 VIENNA 电路中。通过矢量图形的分析逐步求解矢量所在区间、矢量作用时间、矢量作用顺序。同时对三电平整流器中点电位平衡的问题进行深入研究,提出两种简单有效的解决方法。

4.搭建了 VIENNA 整流器系统仿真模型,仿真结果验证了系统的可行性。设计了功率为 10kw 的 VIENNA 整流器实验样机,并对其各主要电器元件电感、电容参数进行了详细的计算,对其功率管进行了选取。对 VIENNA 整流器的硬件和软件进行设计。验证了整套系统的正确性。

本文对 VIENNA 整流器的研究还有许多地方需要不断改进:

1.没有研究分析 VIENNA 整流器产生谐波的机理,没有达到预定的功率等级。

2.没有对电路模型进行深入研究。虽然本文对 SVPWM 算法进行了详细的讨论,但没有对 SVPWM 的算法进行优化。

3.没有研究电网不平衡、负载扰动等情况对 VIENNA 整流系统的影响进行分析。

## 参考文献

- [1] 马宁丽. 高功率因数整流器控制策略研究与仿真平台建设[D]. 西安: 西安理工大学, 2008.
- [2] 雷云. 基于单周期控制的三相 VIENNAPFC 电路设计[D]. 西安: 西安科技大学, 2013: 1-2.
- [3] 王鹏宇. 一种复合型高功率因数整流器的设计与实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
- [4] 张东升. 三电平整流器 PFC 及中点平衡控制方法[J]. 电工技术学报. V01.24 Oct.No. 10 2009.
- [5] 殷振环. PWM 整流器直接功率控制的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2009.
- [6] 谢喜桃. 基于改进型直接功率控制的三相 PWM 整流器研究[D]. 湖南: 中南大学, 2013.
- [7] 伍旭鹏. 三相电压型 PWM 整流器的研究[D]. 长沙, 湖南大学, 2009.
- [8] 韦徵, 陈新, 樊轶, 龚春英. 单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究[J]. 机电工程学报, 2013.
- [9] 毛鹏. 航空应用三相高功率因数整流器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
- [10] 林涛. 应用于矿井提升机的三电平 SVPWM 整流器的研究与设计[D]. 沈阳: 东北大学, 2010.
- [11] 高玉. PWM 调制脉冲序列控制 Boost 变换器[J]. 电力电子技术. Vol.45.No.1 January 2011.
- [12] 梁海刚. 三相 PWM 整流模糊控制方法的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2009.
- [13] 李少林, 刘宏, 李志斌. Vienna 整流器单周控制技术研究[J]. 电子科技, 2013.
- [14] 王久海. 基于 SVPWM 的 Vienna 整流器矢量控制研究[J]. 工矿自动化, 2011.9 月, 10 期 (3): 77-80.
- [15] 雷云. 单周控制功率因数校正技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008.
- [16] 高然. 单周期控制 VIENNA 整流器研究[D]. 北京: 北京交通大学,



- 2012.
- [17] 姚道茹. 变频器中 PWM 整流的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2007.
  - [18] 江 涛, 毛 鹏, 谢少军. 基于简单模拟控制的单相 VIENNA 整流器研究[J]. 电力电子技术, 2009.
  - [19] 冯鑫振, 高捷. 单周期控制三相 VIENNA 整流器[J]通信电源技术. 2012: 1-3.
  - [20] Keyue Ma Smedley. Control Art of Switching Converters[Dissertation]. California Institute of Technology Pasadena. California. 1991.
  - [21] Chongming Qiao, Smedley K M. Three-Phsae Unity-Power-Factor Star-Connected Switch(VIENNA) Rectifier With Unified Constant-Frequency Integration Control, IEEE Trans. On Power Electronics[J], vol.l8, N0.4, JULY 2003.952-957.
  - [22] 张东升, 韩波, 张东来, 苏宝库. VIENNA 整流器的滞环电流控制研究 [J]. 电力电子技术, 2008.
  - [23] 宋卫章, 黄俊. 带中点电位平衡控制的 Vienna 整流器滞环电流控制方法 [J]. 电网技术, 2013, 28(21): 1-5.
  - [24] 高燃. 单周期控制 VIENNA 整流器研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
  - [25] 高燃, 张维戈, 牛利勇, 鲍谚. 基于解耦模式单周控制的 VIENNA 整流器研究[J]. 电源技术, 2012:392-395.
  - [26] 王付胜, 张长信, 文家燕, 刘健哲. 有功无功对二电平中点不平衡的影响[J]. 电力电子技术, 2012. Vol.46,No.3.
  - [27] Annette von, Jouanne Shaoan, Dai Haoran Zhang.A simple method for balancing the DC-link voltage of three-level inverters[J]. IEEE.2001:1341-1344.
  - [28] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi. A new neutral-point clamped PWM inverter, IEEE Trans. 1981:518-523.
  - [29] Nikola Celanovic and Dushan Boroyevich, A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Lever Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters, IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 15, no. 2, March 2000:242-249.
  - [30] 杨磊. 基于矢量控制的三相电压型三电平 PWM 整流器研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.

- [31] 金红元. 三电平 PWM 整流器研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2006.
- [32] 伍超. 三相三电平 PWM 整流装置控制策略的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2008.
- [33] 苑春明. 三电平变换器 SVPWM 关键技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2008.
- [34] 杨君, 王兆安, 邱关源. 并联型电力有源滤波器直流侧电压的控制[J]. 电力电子技术, 1996(4): 48-50.
- [35] J.W. Kolar, F.C. Zach. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier[C]. Proc.Power Conversion Conf. 1994: P125-138
- [36] Sanjaya Manikatala. Switching Power Supplies A to Z[M]. Elsevier(Singapore)Pte Ltd.2008.
- [37] Klaus Raggl, Thomas Nussbaumer, Gregor Doerig et al.Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC[J].IEEE Trans.on Industrial Electronics, vol.56, NO.7, JULY 2009.2574-2587.
- [38] 刘渺然. 三相三电平 PWM 整流器控制系统的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [39] 王小强. VIENNA 整流器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [40] 殷玉洋. 基于 DSP 的三电平三相高功率因数整流器的研究与设计[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2012.
- [41] 冯建波. 基 VIENNA 电路的整流技术研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2013.
- [42] 戴晖, 沈锦飞. 基于 SVPWM 的三电平整流器的仿真研究[J].自动化应用, 2010(08).
- [43] 刘平, 陈希有. 三相三电平 VIENNA 整流器的仿真分析[J].哈尔滨师范大学自然科学学报, 2006(06).
- [44] 程佩青. 数字信号处理教程 (第三版) [M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.2:235.
- [45] 徐科军, 张瀚, 陈智渊. TMS320X281x DSP 原理与应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001: 54.
- [46] 万山明. TMS320F281x DSP 原理及应用实例[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2007.7: 34.

## 攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] 高晗璿，姜婷婷．基于 MATLAB 的并联型有源电力滤波器的仿真研究．哈尔滨理工大学电气与电子工程学院第五届研究生学术论坛：已录用．

## 致谢

从三年前迈进理工大学的大门，幸运的进入了高老师实验室，一切都仿佛放了一场电影般历历在目。在实验室这个大家庭，我经历了成长的喜悦、失败的痛苦、对未来的彷徨，同时被实验室讨论学习的氛围所感动。在写完论文之时心情如此激动，随着论文的终稿完成，我感觉自己站在了一场盛大的颁奖晚会上，我带着深深的自豪感和成就感像全天下的人诉说着发自内心的谢意和感想。

首先，非常感谢我的老师高晗璵教授，高老师不仅是我研究生生涯的恩师，更是我整个生命中最重要的人。他是我见过最有责任感，对学生最有爱心的老师，扪心自问，为人师者，能有多少老师做到像高老师这般无私伟大。历史上从来不缺才华横溢者，但是从来没有一个像高老师这样倾注了一生培养了大批优秀的人才的伟大教师。高老师将所学毫无保留的传授给他的弟子。设身处地的为他的学生着想，给我们创造了一个温馨而又整洁的学习环境、提供了最好的实验设备、最专业的指导和最无微不至的关怀。高老师高超的学术水平、治学严谨的态度，是我们一生学习的榜样。高老师的用心良苦，不仅是让我们收获知识，更让我们从学习的过程中懂得做一个合格的科研人员——贵在兴趣、贵在持之以恒、贵在互相帮助共同进步。遇到高老师我是幸运的，在高老师的实验室我是快乐的，在高老师的帮助下我会走的更远。老师对我的影响是一生的，积极的，难忘的。师恩难忘，我希望您好人一辈子幸福安康，万事如意。我们实验室是我认为最好的实验室，这个大家庭会有更多的师弟妹的加入。希望实验室越来越好，老师越来越好。

其次，我要感谢实验室里的每一个人，我的小伙伴的杨威、丁磊、徐冰、刘佳依、程凯，尊敬的师姐金晓荧、刘冰、赵杰，感谢你们无私关心让我感受到这个实验室如大家庭般温暖。在论文完成期间，感谢每一个给我指导帮助给我安慰鼓励的人，你们是我的师兄师姐，更是我的兄弟姐妹。我会永远在心里为你们送上祝福。

最后，感谢评阅这篇论文的老师及师长们，感谢您们百忙中抽出时间为我的论文进行评阅指导，在这里由衷地向各位老师表示感激和感谢！

# 空间矢量控制三相三电平VIENNA整流器的研究

作者: [姜婷婷](#)  
学位授予单位: [哈尔滨理工大学](#)

引用本文格式: [姜婷婷](#) [空间矢量控制三相三电平VIENNA整流器的研究](#)[学位论文]硕士 2015