

# 硕士学位论文

## 基于双闭环控制的三相电压型 PWM 整流器 的设计与研究

### DESIGN AND RESEARCH OF THREE PHASE VOLTAGE SOURCE PWM RECTIFIER ON DOUBLE LOOP CONTROL

尹志贵

哈尔滨工业大学

2018 年 6 月

国内图书分类号: TM46

国际图书分类号: 621.3

学校代码: 10213

密级: 公开

## 工学硕士学位论文

# 基于双闭环控制的三相电压型 PWM 整流器 的设计与研究

硕 士 研 究 生: 尹志贵

导 师: 王毅 教授

申 请 学 位: 工学硕士

学 科: 电气工程

所 在 单 位: 深圳研究生院

答 辩 日 期: 2018 年 06 月

授予学位单位: 哈尔滨工业大学

Classified Index:TM46

U.D.C:621.3

A dissertation submitted in partial fulfillment of  
the requirements for the academic degree of  
Master of Engineering

**DESIGN AND RESEARCH OF THREE PHASE  
VOLTAGE SOURCE PWM RECTIFIER ON  
DOUBLE CLOSED LOOP CONTROL**

<b>Candidate:</b>	Yin Zhigui
<b>Supervisor:</b>	Prof. Wang Yi
<b>Academic Degree Applied for:</b>	Master of Engineering
<b>Speciality:</b>	Electrical Engineering
<b>Affiliation:</b>	Shenzhen Graduate School
<b>Date of Defence:</b>	June, 2018
<b>Degree-Conferring-Institution:</b>	Harbin Institute of Technology

## 摘 要

传统的不控整流和相控整流方式存在功率因数低、谐波大等缺点，这给电力系统造成了污染，引起学术界的重视。**PWM** 整流器克服了传统不控整流器和相控整流器的缺点，具有功率因数可控，可实现双向（整流/逆变）单位功率因数运行，交流侧电流波形正弦化，系统具有较快的动态响应，直接电流控制易于控制系统设计，等等优点。因此，在有着较高技术要求的高性能电力电子应用场合和装置中，受到学界的青睐，并有了越来越广泛的应用。本文以三相电压型 **PWM** 整流器为研究对象，重点对非线性控制方法在电力电子系统中的应用和实现进行了研究。

本文基于三相电压型 **PWM** 整流器拓扑结构，分析其工作原理，建立在三相静止坐标系和两相同步旋转坐标系下的数学模型。对主电路电感和电容的取值范围进行了分析和计算。对传统 **SVPWM** 控制算法的实现进行了研究，鉴于该方法的实现复杂性，造成控制器的执行效率低，给出一种新颖差值 **SVPWM** 方法，该方法从电压入手，利用电压关系判断扇区，大大简化 **SVPWM** 算法过程且计算量小，适合实时高精度控制。

基于双闭环控制器结构，对传统的电流闭环 **PI** 线性控制方法进行了分析，指出其对非线性系统的局限性，应用非线性控制理论，提出了基于负载电流前馈的滑模变结构电压环和输入/输出线性化的变结构电流环双闭环优化设计方案。为了验证本文提出的混合非线性控制方案对动态响应干扰的优越性，在 **Simulink** 中分别建立传统电流闭环 **PI** 矢量控制和非线性混合控制的 **PWM** 整流系统仿真模型，对比仿真结果，本文提出的非线性方案能够改善系统稳态特性，并能有效减小外部扰动所引起的电压波动，加快网侧电流的响应速度。

为实现本文提出的三相电压型 **PWM** 整流系统的混合非线性控制策略，设计功率等级为 33 kW 的实验样机，对主要硬件部分和 **DSP** 程序结构进行了详细介绍。在阻性线性负载和逆变器非线性负载下分别进行动稳态实验，结果表明，采用基于双闭环控制结构的非线性控制方法，三相电压型 **PWM** 整流器可单位功率因数运行，具有输入电流谐波畸变率低，动态响应快的优点。

**关键词：****PWM** 整流器；**SVPWM**；**PI** 控制；滑模变结构控制；输入/输出线性化

## ABSTRACT

The traditional uncontrolled rectification and phased rectification methods have the disadvantages of low power factor and large harmonics, which cause pollution to the power system and arouse the attention of the academic community. The PWM rectifier overcomes the shortcomings of traditional uncontrolled rectifiers and phased-controlled rectifiers. It has a power factor controllable, can achieve bidirectional (rectifier/inverter) unit power factor operation, AC side current waveform sinusoidal, the system has a fast dynamic response, Direct current control is easy to control system design, etc. Therefore, in high-performance power electronics applications and devices that have higher technical requirements, they are favored by academic circles and have been increasingly used. This paper takes the three-phase voltage-type PWM rectifier as the research object, and focuses on the application and realization of the nonlinear control method in the power electronic system.

This paper is based on the topological structure of three-phase voltage type PWM rectifier, and analyzes its working principle. It establishes the mathematical model under three-phase stationary coordinate system and two-phase synchronous rotating coordinate system. The range of the inductance and capacitance of the main circuit was analyzed and calculated. The realization of the traditional SVPWM control algorithm is studied. In view of the complexity of the implementation of this method and the low execution efficiency of the controller, a novel differential SVPWM method is proposed. This method starts with the voltage and uses the voltage relationship to determine the sectors. It greatly simplifies the SVPWM algorithm process and has a small amount of calculation. It is suitable for real-time and high-precision control.

Based on the double closed-loop controller structure, the traditional current closed-loop PI linear control method is analyzed, the limitations of the nonlinear system are pointed out, the nonlinear control theory is applied, and a sliding mode variable structure voltage loop based on load current feedforward is proposed. Variable-structure current loop double closed-loop optimization design scheme for input and output linearization. In order to verify the superiority of the hybrid nonlinear control scheme proposed in this paper to the disturbance of dynamic response, traditional PWM closed-loop PI vector control and nonlinear hybrid control PWM rectifier system simulation models were established respectively in Simulink. The scheme can improve the system steady-state characteristics, and can effectively reduce the voltage fluctuations caused by external disturbances, and accelerate the response speed of the grid-side current.

In order to achieve the hybrid nonlinear control strategy of the three-phase voltage-type PWM rectifier system proposed in this paper, an experimental prototype with a

power level of 33 kW was designed. The main hardware part and DSP program structure were introduced in detail. The dynamic steady-state experiments were conducted under resistive linear load and non-linear load of the inverter. The results show that the nonlinear control method based on the double closed-loop control structure can be used. The three-phase voltage source PWM rectifier can operate with unit power factor and has input current. Harmonic distortion is low, the advantages of fast dynamic response.

**Keywords:** PWM rectifier, PI control, SVPWM, sliding-mode variable structure control, input/output linearization

# 目 录

摘 要 .....	I
ABSTRACT .....	II
第 1 章 绪 论 .....	1
1.1 研究背景及意义 .....	1
1.2 国内外研究现状及分析 .....	2
1.2.1 PWM 整流器拓扑和数学模型的研究 .....	2
1.2.2 PWM 整流器控制技术的研究 .....	2
1.3 本文主要研究工作 .....	5
第 2 章 电压型 PWM 整流器原理和设计 .....	6
2.1 引言 .....	6
2.2 三相电压型 PWM 整流器原理 .....	6
2.3 电压型 PWM 整流器的数学模型 .....	8
2.3.1 三相静止坐标系中的数学模型 .....	8
2.3.2 两相静止坐标系中的数学模型 .....	9
2.3.3 两相旋转坐标系中的数学模型 .....	10
2.4 主电路参数分析与设计 .....	11
2.4.1 交流侧电感 .....	11
2.4.2 直流侧电容 .....	15
2.5 空间矢量调制技术 .....	15
2.5.1 传统 SVPWM 定频控制 .....	16
2.5.2 新颖差值 SVPWM 定频控制 .....	20
2.6 本章小结 .....	22
第 3 章 电压型 PWM 整流器双闭环控制和仿真 .....	23
3.1 引言 .....	23
3.2 双闭环线性控制分析 .....	23
3.2.1 PI 电流内环 .....	24
3.2.2 PI 电压外环 .....	25
3.2.3 PI 控制分析 .....	27
3.3 双闭环非线性控制分析 .....	27
3.3.1 非线性控制理论 .....	27
3.3.2 滑模变结构电压外环分析 .....	31

3.3.3 线性化变结构电流内环分析 .....	34
3.4 仿真研究 .....	38
3.5 本章小结 .....	42
<b>第 4 章 电压型 PWM 整流器系统设计</b> .....	<b>43</b>
4.1 引言 .....	43
4.2 样机参数和系统构成 .....	43
4.3 硬件电路设计 .....	44
4.3.1 功率开关管选择 .....	44
4.3.2 熔断器选择 .....	45
4.3.3 过零检测电路 .....	46
4.3.4 采样电路 .....	46
4.3.5 驱动电路 .....	47
4.3.6 控制电路 .....	48
4.4 软件设计 .....	48
4.4.1 主程序设计 .....	48
4.4.2 中断服务子程序 .....	49
4.4.2 运算服务子程序 .....	49
4.5 本章小结 .....	50
<b>第 5 章 实验研究</b> .....	<b>51</b>
5.1 引言 .....	51
5.2 实验平台 .....	51
5.3 实验分析及结论 .....	51
5.4 本章小结 .....	56
<b>结 论</b> .....	<b>57</b>
<b>参考文献</b> .....	<b>58</b>
<b>哈尔滨工业大学学位论文原创性声明及使用授权说明</b> .....	<b>62</b>
<b>致 谢</b> .....	<b>63</b>



# 第1章 绪 论

## 1.1 研究背景及意义

在电力系统的各种负载中,时变非线性负载(如电机、变压器等)和电力电子变流装置占比最大。这些负载的广泛应用一方面很大程度上提升了生产的工作效率和人们的生活质量,另一方面也在输入网侧产生谐波干扰和无功功率,降低输电品质。

电网中的谐波会严重影响工农业和人们的生活。它降低电能质量和传输效率,用电设备会出现过热、震动等现象,降低了电气设备的稳定性,并损坏其相关器件使其寿命大大降低。对于电力系统而言,当谐波超出标准一定限度后,电路中储能元件会产生串联或并联谐振,对电容器等造成严重损害,同时会误动作继电保护装置,电能计量装置准确性大大降低,还会影响通信设施,增加额外的损失。为此,在很多对电网侧的性能指标有严格要求的应用场所,完全按照国际制定的谐波标准来对接入的变流器进行选择,致使低谐波的变流装置有着更广阔的发展前景,同时谐波的研究不仅是整流器研究的重要部分,也是电力电子技术的重要方向,促进电力电子技术发展。

针对谐波的危害,学界提出相应治理谐波的方法。常规治理电力谐波污染的方式有无源补偿和有源补偿两种方式,但无论是无源还是有源补偿都属于事后补偿的被动方法,两者都是通过在整流装置中加入滤波电路对产生的谐波进行补偿。从另一个思路出发,针对电力系统中绝大部分谐波是由整流器自身产生的特点,主动改造整流装置自身来消除谐波源,使得输入电流正弦化并消除其无功分量,实现单位功率因数运行,则是治理电网谐波和无功“污染”最根本的措施<sup>[1]</sup>。

PWM 整流采用全控器件,把逆变电路中使用比较成熟的脉宽调制控制技术移植到整流电路中,通过编制好的控制算法,对其中的全控型开关器件精细控制以实现预期的目的,相比于 PFC 技术,输入电流波形更加正弦化,动态响应更迅速,能量可双向流动,功率因数切换于正负 1 两值间,从根源上改善电能质量,实现绿色变换。因此, PWM 整流技术的研究对实现资源节约型社会,对能源领域的发展均具有非常重要的现实意义。

但是,控制算法是 PWM 整流器的核心。由于 PWM 整流器是非线性系统,采取线性系统控制时,存在动态响应慢、对系统参数依赖性强和不确定扰动控制效果变差等问题;而在控制理论上,非线性系统控制可加快系统动态响应、削弱对系统参数依赖性和加强外部扰动鲁棒性,控制效果更好。因此,研究非线性控

制方法在 PWM 整流中的使用，对于改善整流器控制效果、降低输入网侧谐波和解决无功“污染”、提升电能品质和利用率等具有重要意义。

## 1.2 国内外研究现状及分析

PWM 技术研究兴起于 20 世纪 80 年代，由于同时期出现的全控型开关器件的应用推广，引起学界的广泛关注。在 80 年代初，学者 Busse Alfred 与 Holtz Joachim 率先发现全桥拓扑，两人成功实现网侧电流正弦化。随后又有各研究学者相继在控制策略上有所成就，从电流型到电压型拓扑的转换，从系统连续到离散的数学模型的飞跃，PWM 整流器上升的高度引起各专家学者的研究兴趣，成为电力电子领域研究的热点，拓扑结构和控制方式不断延伸，被应用于各个领域研究中，相关技术和应用的研究，又进一步相互推动了其拓扑和控制技术的发展和完善<sup>[2]</sup>。

### 1.2.1 PWM 整流器拓扑和数学模型的研究

根据直流侧储能元件的不同，PWM 整流器拓扑分为两大类——电压型和电流型 PWM 整流器。在不同的应用场合，学界对 PWM 整流器拓扑结构的研究重点也不同。在小功率应用场合，关注开关损耗的降低和直流侧性能的改善。对大功率应用场合，则通过并联电流型 PWM 整流器或串联电压型 PWM 整流器来提高等效的切换频率和输入网侧电压、电流的品质。

数学模型是研究 PWM 整流器控制理论的第一步，总结前人对 PWM 数学模型的研究工作，这里对数学模型的研究历程包含连续及离散的动态数学模型、有时域解的高低频时域动态模型到新颖的降阶小信号模型，这里用得最多的是相关坐标变换，一般是将静止坐标系下的耦合式变换到其他坐标系下的解耦式然后运用数学工具进行分析，在得到相关数学模型以后才抓取到与研究对象相关的控制变量。而且因为 PWM 整流器研究侧重点各有不同，由此发展出拉格朗日模型、开关函数模型等众多形式的 PWM 整流器模型形式。同时，发展起来的数学方法主要有基尔霍夫定律法、特勒根定理法和拉格朗日方程法，因为基尔霍夫定律比较成熟，常见于各电路分析，也同样应用于电力电子分析中，成为最基本的建模方法<sup>[3]</sup>。

### 1.2.2 PWM 整流器控制技术的研究

按照技术的发展时间，PWM 整流器的控制方式可主要划分为四种，分别是间接电流控制、直接电流控制、直接功率控制与非线性控制（直接功率控制也是非线性控制方式，因为其发展迅速，应用比较广泛，所以单独列出）。

### 1.2.2.1 间接电流控制

间接电流控制就是幅相控制，它根据系统稳态数学模型，反映稳态下的电压平衡关系。1982 年，Busse Alfred 等首先建立了基于可控开关的三相全桥 PWM 整流器拓扑及网侧电流幅相控制策略。这种方式不需电流传感器进行反馈，且运行的稳态输入电流谐波比较小，所以稳态特性良好，电路结构也比较简单。但是动态特性比较差，响应速度比较慢，并且鲁棒性不强，对外部扰动和参数变化比较敏感<sup>[4]</sup>。

### 1.2.2.2 直接电流控制

直接电流控制克服间接电流控制的缺点，引入电流环，构成双闭环结构，改善了输入和输出指标的响应和稳态特性，提高其动稳态性能。这种结构应用非常广泛，本文的控制策略也是基于此结构进行研究，峰值电流控制、滞环电流控制和预测瞬态电流控制等均采用此结构<sup>[5]</sup>。

### 1.2.2.3 直接功率控制

直接功率控制技术发展迅速，广泛出现于实际应用和理论研究中。直接控制网侧有功和无功功率，以达到瞬时控制电流的目的，本质上是对输入电流进行控制，使得有功分量最大而无功分量为零，其控制结构简洁、动态响应快且功率因数给定，母线电压输出和功率因数稳定可调。与 SVPWM 控制方式不同，这种方式建立的模型不需坐标变换，且省去了 PWM 调制部分，因此建模结果简洁，系统具有很高的功率因数和较快的动态响应<sup>[6]</sup>。而且和直接转矩控制比较，它减少了采样物理量，所以硬件结构简单，电机参数对该控制的影响小，可获得很高的计算精度。所以，直接功率控制作为电压型 PWM 整流器的新型控制技术，可完成设定的各项性能指标。但是直接功率控制的调制环节通过滞环比较调节有功和无功功率，难以保证开关频率固定不变，给网侧带来一定的谐波干扰，提高了输入滤波装置的选取难度<sup>[7]</sup>。

### 1.2.2.4 非线性控制

因为电压型 PWM 整流器是非线性系统，所以应用线性控制方法，在大范围扰动下，系统的动态响应和稳定性变差，把系统看成小信号模型，进而用线性方法对系统进行控制已不能适用该情况<sup>[8]</sup>。所以，为了改进整流器的控制效果，采用非线性控制理论或者提出新颖的控制策略对电压型 PWM 整流器进行研究，成为学界研究的难点和新热点。

#### （1）滑模变结构控制

滑模变结构控制应用广泛，特别适合时变的非线性系统，非线性体现在控制的不连续，和其他控制方式相比，这种控制策略应用在结构不固定的系统中。在

动态变化过程中，控制策略模型本身是变动的，它跟随系统的当前状态，按照控制目标时刻发生改变，使得系统可以在设定的滑模面轨迹上运动而变得稳定。整流器的开关处于不断切换中，因此，PWM 整流器具有非线性属性，利用滑模变结构控制的优越性，在 PWM 整流器这样一个非线性系统中，滑模控制可使其不依赖于参数和干扰，包括电网电压、负载参数和开关器件，具有较强的鲁棒性<sup>[9]</sup>。但是其参数设计比较困难，滑膜参数对控制的影响较大，只有选取合适才能使得系统运动于滑模面，不当则容易给系统带来抖动，使得系统运动可能偏离滑模面，从而造成控制失败<sup>[10]</sup>。

### （2）反馈线性化控制

反馈精确线性化控制顾名思义，是一种将非线性系统转换为线性系统控制的方法，属于微分几何线性化解耦控制。非线性系统一般不能得到解析解，此控制方式的数学分析依靠微分几何，从几何或带数特征入手，结合非线性状态以及反馈变换，完成系统状态量的精确线性化，这样，问题就由非线性简化为线性问题，适用方法也由非线性转成线性，而对各种线性系统的控制方法非常成熟，因此极大降低控制难度<sup>[11]</sup>。该方法可使系统的直流电压响应速度加快，跟踪性能好，电流波形小，但是由于计算复杂难以找到最优的反馈控制规律，需配合具有快速运算功能的数字信号处理器 DSP 或性能强大的 MCU，增加了系统成本<sup>[12]</sup>。

### （3）Lyapunov 稳定性理论控制

该理论首先采取纯量函数对控制对象进行建模，在设计闭环控制过程中时刻保持该函数值随时间增加而减小<sup>[13]</sup>。该理论于 19 世纪 80 年代成功应用在实践中，在恶劣工况下依然可对整流器进行闭环调节，该理论根据储能元件状态列写李雅普诺夫函数，借助李氏稳定判据和整流器的数学模型，并结合 SVPWM 的约束条件，来控制系统的稳定性。

### （4）无源理论控制

系统的耗散性通过构造一组正的能量关系式，它们严格控制系统总能量小于内部能量的增加。作为耗散性的一种表现形式，无源性是指能量增加量为系统两端口能量乘积的形式<sup>[14]</sup>。衍生出的反馈等价无源系统，成为学界重点研究的方向，它的构造方法为：对非线性系统研究对象，创造 Lyapunov 等价关系式，从中发现一组静态状态或输出反馈从而满足无源关系式。Lyapunov 等式的建立过程就是把研究对象进行无源化的过程<sup>[14]</sup>。采取无源控制控制电压型 PWM 整流器，可改善系统的动稳态特性和抗扰性。

### （5）模糊控制和基于人工神经网络理论的控制

以上给出的非线性控制方法，均在构造出系统的非线性数学模型后进而设计



非线性控制器，因此，忽略了一些不理想条件而构造出理想的假设。例如忽略了电网电压波动而视为理想交流电、网侧电感具有线性不饱和特征、视开关为理想开关等。因此，在考虑所有的不理想情况下建立全面的数学模型不太可能。为了能够通过不精确的数学模型对系统控制进行研究，相关学者建立了两种比较复杂的非线性建模策略：模糊控制理论和人工神经网络控制理论<sup>[15]</sup>。

两种策略在对控制对象建模困难时优势较为明显，模糊控制的设计流程为控制变量的模糊化、进行推理、去模糊化。积分式控制器消除了模糊控制的静态偏差。由于该控制方式的精度有待提高，常将此种控制方式与其他方式相结合，拓展其应用范围<sup>[16, 17]</sup>。因此，为提升 PWM 整流器的控制效果，常常把模糊控制和神经网络控制配合起来使用，将这两种策略结合起来，利用模糊控制的智能推理规则和神经网络的自学习能力，使得这两种控制策略能发挥最大效果。

### 1.3 本文主要研究工作

本文以应用最为广泛的三相电压型 PWM 整流器为研究对象，分析其工作原理，建立系统数学模型，对系统中的电容和电感参数进行分析，分析调制策略上，提出优化调制方案。基于双闭环控制器结构，对比研究前馈解耦 PI 控制和混合非线性控制，最后设计基于 TMS320F28335 控制的实验样机，搭建实验平台，得出相关结论。

本文的主要研究内容如下：

(1) 针对电压型 PWM 整流器为研究对象，分析其工作原理，建立在 *abc* 标系下的数学模型，并通过坐标变换将数学模型转换至两相旋转坐标系下。对系统电感和电压进行分析，得出具体感值和容值取值范围。详细分析空间电压矢量控制技术及其具体的实现方法，针对其实现复杂，占用大量计算资源，给出一种减少计算量的新颖差值 SVPWM 调制方法。

(2) 基于双闭环控制器结构，研究线性 PI 控制方法，针对其在非线性控制系统中的局限性，将非线性控制理论应用于三相电压型 PWM 整流器控制系统，提出基于滑模变结构电压外环和反馈线性化变结构电流内环的设计方法，在 Simulink 中分别搭建线性控制和混合非线性控制仿真模型，对两种控制方法的动稳态特性进行分析。

(3) 设计三相电压型 PWM 整流器的硬件电路和软件程序，最后完成基于混合非线性控制的 33 kW 实验样机研制，搭建实验平台，对样机的动、稳态性能进行研究，证明非线性理论和差值 SVPWM 调制方法的可行性和有效性。

## 第 2 章 电压型 PWM 整流器原理和设计

### 2.1 引言

本文以应用最为广泛的电压型、三相、硬开关、半桥、两电平电路的 PWM 整流器为研究对象，以下简称为电压型 PWM 整流器。本章就针对电压型 PWM 整流器的工作原理进行分析，根据系统的性能要求确定本文主电路中的电感和电容参数。并针对传统空间矢量技术的实现复杂性，提出一种新颖差值 SVPWM 定频控制方法。

### 2.2 三相电压型 PWM 整流器原理

电压型 PWM 整流器的拓扑结构如图 2-1 所示。显然，PWM 整流器既能在整流状态运行也能在逆变状态运行，因此它具有能量可双向流动、可实现四象限运行等特点，本文主要研究整流器的整流状态工作特性。

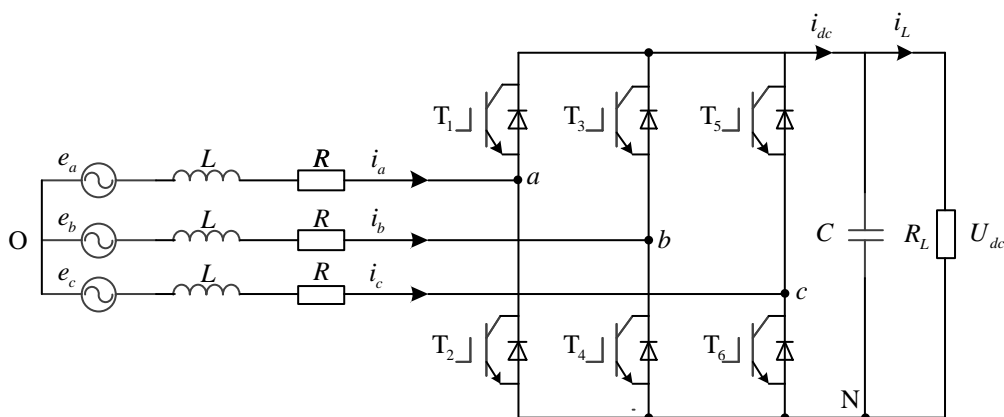


图 2-1 三相电压型 PWM 整流器的拓扑结构

图 2-1 中，电压型 PWM 整流器主电路由五部分组成，分别是交流侧电压源、交流电感、三相整流桥、直流电容和负载。其中， $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为交流输入侧三相电压源电压， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为交流输入侧三相电流， $L$  为交流输入侧滤波电感，用于完成能量的传递和抑制功率开关管高频切换产生的谐波， $R$  为网侧等效电阻， $T_1 \sim T_6$  为整流器 IGBT 功率开关管，且每个开关管并联续流二极管，使电感电流在功率管不导通时通过其完成续流， $C$  为直流输出侧的滤波电容，用于稳定直流电压，减小电压纹波， $U_{dc}$  是直流输出侧电压， $N$  点表示直流母线的参考点， $R_L$  为输出侧负载。

根据电压型 PWM 拓扑结构，将其简化为如图 2-2 所示的模型，模型中输入

端回路包括电网电动势  $e$  和网侧电感  $L$ ；输出侧回路包含负载电阻  $R_L$  以及负载电动势  $e_L$  等。若不计整流桥的功率损耗，那么交、直流两侧的功率平衡关系如下：

$$i \times V = I_{dc} \times U_{dc} \quad (2-1)$$

从式 (2-1) 可知，对电压型 PWM 整流器交流侧的控制可通过控制直流侧的电流、电压来实现，根据交流侧矢量运行分析，电压型 PWM 整流器可实现四象限运行，如图 2-3 所示。

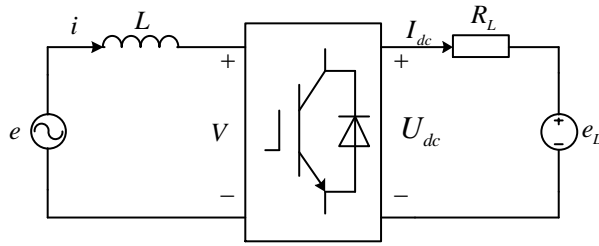


图 2-2 三相电压型 PWM 整流器电路模型

这里忽略电压型 PWM 整流器谐波分量而只考虑基波分量<sup>[18]</sup>，且系统工作于稳态，由图 2-3 可知，其四象限运行是通过控制交流侧的电压矢量  $V$  来实现的。图 2-3 a) 中 PWM 整流器的网侧电流矢量  $I$  滞后电动势矢量  $E$  的角度为  $90^\circ$ ，网侧为纯电感性特性；图 2-3 b) 中 PWM 整流器网侧电流矢量  $I$  与电动势矢量  $E$  平行同向，网侧为正电阻特性，其工作于整流状态；图 2-3 c) 中网侧电流矢量  $I$  超前电动势矢量  $E$  的角度为  $90^\circ$ ，网侧为纯电容特性；图 2-3 d) 中网侧电流矢量  $I$  与电动势矢量  $E$  反向平行，网侧为负电阻特性，其工作于逆变状态。

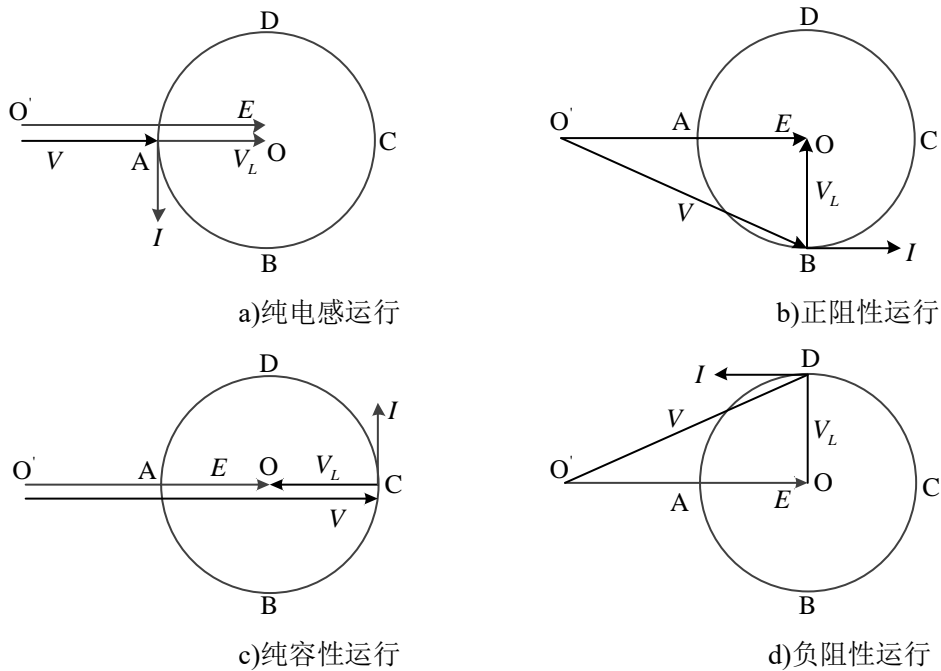


图 2-3 四象限运行矢量图

## 2.3 电压型 PWM 整流器的数学模型

为了简化数学模型的推导过程，方便分析电压型 PWM 整流器，需做如下假设：

- 1) 电网侧为三相平衡电压源，其幅值相等，相位互差  $120^\circ$ ，波形是理想的正弦波。
- 2) 不考虑三相交流输入侧的滤波电感  $L$  饱和，其等效内阻的阻值相等，电感特性为线性且各相感值相等。
- 3) 视功率开关管为理想开关，不考虑开关过渡过程和功率损耗，其通断状态可由开关函数来描述，不计死区对系统的影响。
- 4) 开关管的开关频率远高于电网的基波频率<sup>[19]</sup>。

有了以上假设条件，借助开关函数对开关管状态进行描述，这里将单极性二值逻辑开关函数  $S_k$  表示为：

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通，下桥臂关断} \\ 0 & \text{下桥臂导通，上桥臂关断} \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (2-2)$$

### 2.3.1 三相静止坐标系中的数学模型

对图 2-1 的  $a$  相电路列写基尔霍夫电压方程：

$$L \frac{di_a}{dt} = u_a - (u_{aN} + u_{NO}) - Ri_a \quad (2-3)$$

当开关管上桥臂功率开关管  $T_1$  导通，同时下桥臂  $T_1$  关断时， $S_a = 1$ ，有  $u_{aN} = U_{dc}$ ；与此相反，当  $T_1$  导通， $T_2$  关断时， $S_a = 0$ ，有  $u_{aN} = 0$ 。式 (2-2) 可写为：

$$L \frac{di_a}{dt} = u_a - (U_{dc}S_a + u_{NO}) - Ri_a \quad (2-4)$$

同理，B、C 相的表达式为：

$$L \frac{di_b}{dt} = u_b - (U_{dc}S_b + u_{NO}) - Ri_b \quad (2-5)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = u_c - (U_{dc}S_c + u_{NO}) - Ri_c \quad (2-6)$$

因为交流输入侧三相电压源平衡，有：

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-7)$$

联立式 (2-3) ~ 式 (2-7)，得：



$$u_{NO} = \frac{-U_{dc}(S_a + S_b + S_c)}{3} \quad (2-8)$$

结合式 (2-4) ~ 式 (2-6)，将式 (2-8) 代入其中可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a + \frac{U_{dc}(-2S_a + S_b + S_c)}{3} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b + \frac{U_{dc}(S_a - 2S_b + S_c)}{3} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = u_c + \frac{U_{dc}(S_a + S_b - 2S_c)}{3} - Ri_c \end{cases} \quad (2-9)$$

对输出端电容正节点应用基尔霍夫电流定律，得到：

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - i_L \quad (2-10)$$

将网侧滤波电感的电流和输出端的电容电压作为状态量，结合式 (2-9) 和式 (2-10)，那么在三相静止坐标系下的电压型 PWM 整流器数学模型表达式见式 (2-11) 所示。

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - \frac{U_{dc}(2S_a - S_b - S_c)}{3} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b - \frac{U_{dc}(-S_a + 2S_b - S_c)}{3} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = u_c - \frac{U_{dc}(-S_a - S_b + 2S_c)}{3} - Ri_c \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - i_L \end{cases} \quad (2-11)$$

三相  $abc$  坐标系下的数学模型具有物理意义清晰、明确等特点。但是由于在电压型 PWM 整流器网侧输入端，各物理量都是时间变化量，造成系统的控制设计困难。本文考虑将坐标变换引入系统建模分析中，将  $abc$  坐标系变换到  $\alpha\beta$  坐标系中，简化数学模型，方便系统控制设计。

### 2.3.2 两相静止坐标系中的数学模型

如图 2-4 所示，将两相坐标系中的  $\alpha$  轴与三相坐标系中的  $a$  轴重合，通过 Clark 坐标变换，将  $abc$  静止坐标变换为  $\alpha\beta$  静止坐标系，简化数学模型<sup>[20]</sup>，坐标变换过程如式 (2-12) 所示。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

其中  $T_{abc/\alpha\beta}$  为 Clark 变换矩阵，且  $T_{abc/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ 。

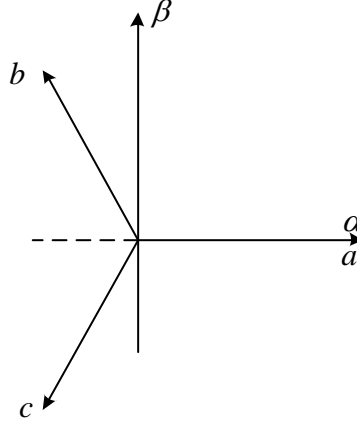


图 2-4  $abc$  坐标系与  $\alpha\beta$  坐标系

那么在  $\alpha\beta$  坐标系下，借助坐标变换，系统的数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha = u_\alpha - S_\alpha U_{dc} \\ L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta = u_\beta - S_\beta U_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_\alpha S_\alpha + i_\beta S_\beta) - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (2-13)$$

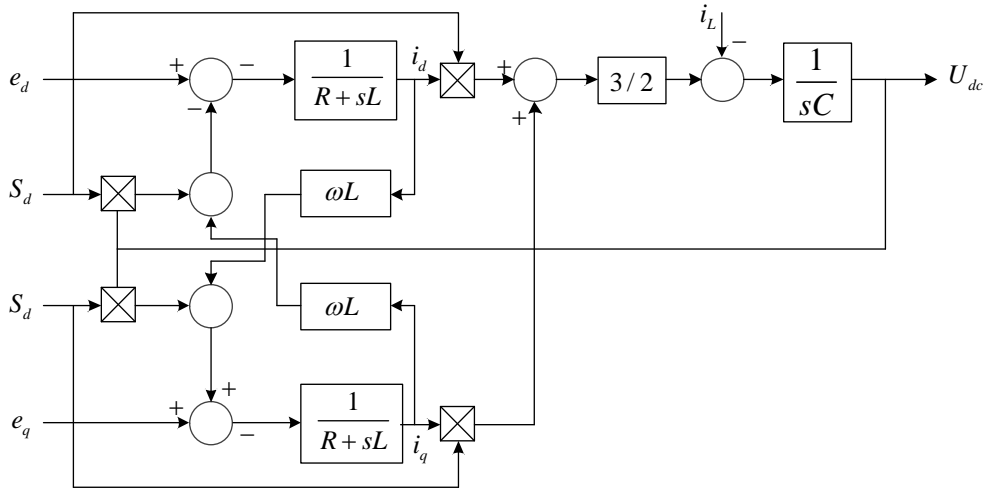
### 2.3.3 两相旋转坐标系中的数学模型

将  $\alpha\beta$  两相静止坐标系变换到  $dq$  两相旋转坐标系下，通常应用 Park 变换，变换矩阵为：

$$T_{\alpha\beta/dq} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

将 Park 变换作用于式 (2-13)，可得出系统在  $dq$  旋转坐标系下的数学模型如式 (2-15) 所示，系统在  $dq$  坐标系下的数学模型框图如图 2-5 所示。

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d + \omega Li_q - Ri_d - S_d U_{dc} \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - \omega Li_d - Ri_q - S_q U_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d S_d + i_q S_q) - i_L \end{cases} \quad (2-15)$$


 图 2-5 电压型 PWM 整流器的  $dq$  数学模型

## 2.4 主电路参数分析与设计

### 2.4.1 交流侧电感

电压型 PWM 整流器主回路中，交流电感作为变流器和电网之间的连结点，隔离变流器输入端电压和电网电动势，且交流电感使得电路具有升压特性，输入电流需快速跟踪输入电压，感值对控制系统影响比较大，对于稳定直流侧电压也有一定的影响，为方便分析和设计，将电感的作用作如下总结：

(1) 滤除三相 PWM 整流器交流侧的谐波电流，使其网侧电流具有较好的波形以实现单位功率因数控制<sup>[21]</sup>。

(2) 由于电感是储能元件，因此，整个变换器具有 Boost 电路的特点，同时直流侧可通过参数控制变得可控。

(3) 提高功率因数，其交流侧电压或电流可通过 PWM 调制进行调节，从而实现整流器的四象限运行<sup>[22]</sup>。

交流侧电感对电压型 PWM 整流器性能影响方面较多，总结起来主要考虑以下两点：

- (1) 稳定工作状态下满足有功和无功功率要求；
- (2) 满足网侧输入端电流瞬时品质指标。

对于要求 (1)，系统单位功率因数运行时，结合图 2-3 的稳定矢量分析，画出其稳定时的矢量关系，如图 2-6 所示。当输出侧电压  $U_{dc}$  确定后，根据利用率关系，输入侧电压的幅值最大值如下：

$$|V|_{\max} = MU_{dc} \quad (2-16)$$

式中  $M$  ——整流器相电压的最大利用率，采用三角波SPWM调制时， $M = 1/2$ ；

采用SVPWM调制时， $M = \sqrt{3}/3$ 。

对图 2-6 运用余弦定理可知：

$$|V|^2 = |E|^2 + |V_L|^2 \quad (2-17)$$

将电感电压值  $|V_L| = \omega L |I|$  代入式 (2-17) 可得：

$$L = \frac{\sqrt{|V|^2 - |E|^2}}{\omega I} = \frac{\sqrt{V_m^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (2-18)$$

式中  $E_m$ 、 $I_m$ 、 $V_m$  ——分别是电网相电压、交流侧相电流、交流侧相电压最大值。

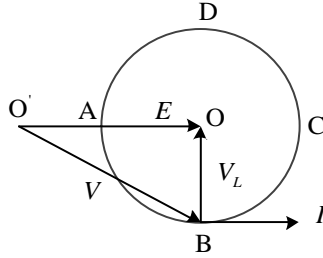


图 2-6 单位功率因数稳态运行矢量关系图

由式 (2-18) 可知：

$$V_m \leq MU_{dc} \quad (2-19)$$

将式 (2-18) 代入式 (2-19) 得：

$$L \leq \frac{\sqrt{M^2 U_{dc}^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (2-20)$$

上式中显然有  $\sqrt{M^2 U_{dc}^2 - E_m^2} > 0$ ，那么有：

$$U_{dc} > \frac{E_m}{M} \quad (2-21)$$

当采用SVPWM调制时，忽略开关管损耗有：

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} E_m I_m \cos \varphi \\ q = \frac{3}{2} E_m I_m \sin \varphi \\ M = \frac{\sqrt{3}}{3} \end{cases} \quad (2-22)$$

式中  $p$  ——交流侧的有功功率；

$q$  ——交流侧的无功功率。

电压型PWM整流器要完成单位功率因数控制，那么功率因数角为零，即有

$\varphi = 0^\circ$ ，代入式(2-22)得：

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} E_m I_m \\ q = 0 \end{cases} \quad (2-23)$$

把式(2-23)代入式(2-20)中，得到具体的不等式：

$$L \leq \frac{3E_m \sqrt{\frac{1}{3} U_{dc}^2 - E_m^2}}{2p\omega} \quad (2-24)$$

为满足要求 (2)，网侧的瞬时指标即网侧瞬时电流，所以，交流侧电感需要发挥两个作用，即跟踪电流和抑制谐波，且过程应当迅速。要实现单位功率因数控制，输入端电感设计过程中，电流突变处需降低所设计感值以减小电感两端电压过冲；在输入电流幅值达到最大，其谐波含量变化最大，需增大电感值以获得良好的滤波效果<sup>[2]</sup>。

分析图 2-1，在电压型 PWM 整流器电路中，对  $a$  相电压回路列微分方程，得：

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (U_{dc} S_a - \frac{U_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) \quad (2-25)$$

若忽略交流电阻，且设  $u_{sa} = e_a + \frac{U_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k$ ，则式(2-25)可进一步简化为：

$$L \frac{di_a}{dt} = u_{sa} - U_{dc} S_k \quad (2-26)$$

下面对电流过零点和峰值处分析两种情况下的电流跟踪过程，如图 2-7 所示。

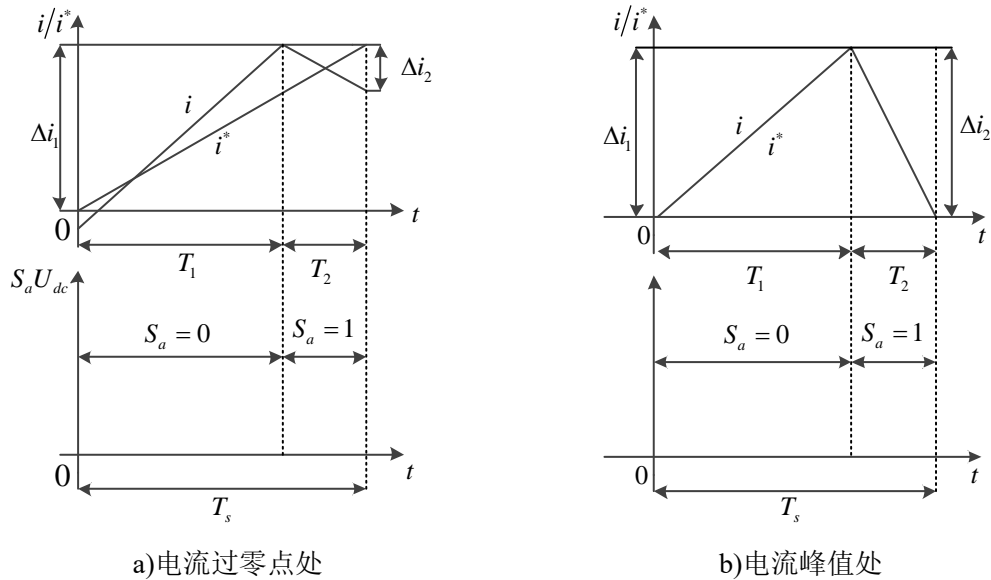


图 2-7 电流过零点时的电流跟踪过程

在电流过零点处附近，如图 2-7 a)所示，稳态条件下，分析在一个 PWM 开关周期内的跟踪过程：

当  $0 \leq \omega t \leq T_1$  时， $S_a = 0$ ，且有：

$$u_{sa} - U_{dc}S_a = \frac{U_{dc}}{3}(S_b + S_c) \approx L \frac{\Delta i_1}{T_1} \quad (2-27)$$

当  $T_1 \leq \omega t \leq T_2$  时， $S_a = 1$ ，且有：

$$u_{sa} - U_{dc}S_a = \frac{U_{dc}}{3}(S_b + S_c - 2) \approx L \frac{\Delta i_2}{T_2} \quad (2-28)$$

要实现电流快速跟踪，需满足：

$$\frac{|\Delta i_1| - |\Delta i_2|}{T_s} \geq \frac{I_m \sin \omega T_s}{T_s} \approx I_m \omega \quad (2-29)$$

联合式 (2-27) ~ (2-29)，并合理考虑  $S_b$  和  $S_c$  的取值 ( $S_b = S_c = 1$ ) 得：

$$L \leq \frac{2T_1 U_{dc}}{3I_m \omega T_s} \quad (2-30)$$

由式 (2-30) 可知当  $T_1 = T_s$  时，电流由最大变化率，此时有：

$$L \leq \frac{2U_{dc}}{3I_m \omega} \quad (2-31)$$

下面分析抑制谐波电流的情况，考虑在交流电流峰值 ( $\omega t = \pi/2$ ) 附近的电流状态，如图 2-7 b)所示为一个开关周期  $T_s$  内的电流跟踪瞬态过程。

在稳态条件下，当  $0 \leq \omega t \leq T_1$  时， $S_a = 0$ ，且有：

$$u_{sa} - U_{dc}S_a = E_m + \frac{U_{dc}}{3}(S_b + S_c) \approx L \frac{\Delta i_1}{T_1} \quad (2-32)$$

当  $T_1 \leq \omega t \leq T_2$  时， $S_a = 1$ ，且有：

$$u_{sa} - U_{dc}S_a = E_m + \frac{U_{dc}}{3}(S_b + S_c - 2) \approx L \frac{\Delta i_2}{T_2} \quad (2-33)$$

在峰值附近一个开关周期内有：

$$|\Delta i_1| = |\Delta i_2| \quad (2-34)$$

综合式 (2-32) ~ (2-34)，合理考虑  $S_b$ 、 $S_c$  的值 ( $S_b = S_c = 0$ )，得到：

$$L \geq \frac{(2U_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2U_{dc} \Delta i_{\max}} \quad (U_{dc} > 1.5E_m) \quad (2-35)$$

式中  $\Delta i_{\max}$  —— 电流最大允许脉动量，一般取  $\Delta i_{\max} = 20\% I_m$ 。

那么，由式（2-31）和式（2-35），为达到电流的瞬态跟踪指标，综合分析，那么网侧电感取值范围为：

$$\frac{(2U_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2U_{dc}\Delta i_{\max}} \leq L \leq \frac{2U_{dc}}{3I_m \omega} (U_{dc} > 1.5E_m) \quad (2-36)$$

要使上式成立，还必须使电感取值范围的上、下限满足式（2-37），那么根据式（2-24）和式（2-36）可确定满足条件的感值范围。

$$\lambda_L = \frac{2U_{dc} / 3I_m \omega}{(2U_{dc} - 3E_m)E_m T_s / 2U_{dc}\Delta i_{\max}} > 1 \quad (2-37)$$

## 2.4.2 直流侧电容

在电压型 PWM 整流器主电路参数设计中，直流电容设计对整流器有较大影响：

- 1) 电容为储能元件在电能转化过程中能缓解电压电流过冲现象。
- 2) 有一定的稳定电流的作用，利用电容特性抑制直流谐波电压，减小直流侧纹波，使得输出电压恒定于设定值<sup>[23, 24]</sup>。

直流电容取值与交流侧电感一样，容值设计过程需考虑全面。为提升系统动态响应，容值需减小使得时间常数减小提升响应速度；但为了增强系统抗扰性，直流电容应尽量大来抑制输出电压纹波。因此，直流侧电容不能过大或过小，为了选取合适的电容值，需综合这两方面来进行考虑。

负载变化时系统的响应速度可反映电容对整机的影响速度，考虑负载扰动的情况，假设在稳态时，负载功率在  $t = 0$  到  $t = t_1$  的时间内最大变化为  $\Delta P_{L\max}$ ，则电容电压和负载变化之间的关系如下：

$$C \frac{u_{dc}^2(0) - u_{dc}^2(t)}{2} = \int_0^{t_1} \Delta P_{L\max}(\tau) d\tau \quad (2-38)$$

由于  $u_{dc}^2(t) \cong U_{dc}^2 - 2U_{dc}\Delta u_{dc\max}(t)$ ，因此有：

$$\Delta u_{dc\max}(t) = \frac{1}{CU_{dc}} \int_0^{t_1} \Delta P_{L\max}(\tau) d\tau \quad (2-39)$$

根据系统的最大惯性时间常数  $T_{i\max}$  结合式（2-39）可推得容值取值范围：

$$C_{dc} \geq \frac{T_{i\max} \Delta P_{L\max}}{2U_{dc} \Delta u_{dc\max}} \quad (2-40)$$

## 2.5 空间矢量调制技术

电压型 PWM 整流器调制有 SPWM 和 SVPWM 两种方法。SPWM 即正弦脉宽

调制， SVPWM 即空间矢量调制，相比 SPWM，空间矢量调制技术的电压利用率更高（比 SPWM 高 15%）、更快的响应速度和易于数字实现等优点<sup>[20]</sup>。

### 2.5.1 传统 SVPWM 定频控制

SVPWM 控制与 SPWM 调制最大不同之处在于，其引入了电压空间矢量。三相 PWM 整流器中共有 6 个开关管处于不同工作状态，可组合出 8 种开关矢量。根据前文对电压型 PWM 整流器的原理和模型分析，交流侧电压如式（2-41），列出相应的矢量对应关系，如表 3-1 所示。

$$\begin{cases} u_{a0} = \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ u_{b0} = \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \\ u_{c0} = \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} \end{cases} \quad (2-41)$$

由表 2-1 的对应关系，复平面上可将电压空间矢量通过一个模长为  $2U_{dc}/3$  的矢量表示，如图 2-8 a)，图中  $U_0$  和  $U_7$  为零矢量，复平面被电压空间矢量划分为大小相同的六个空间区域，对落入任意一个扇形区中的空间矢量  $U^*$ ，都可在任意一个开关周期内由该扇区中通过与  $U^*$  相邻的空间矢量所合成<sup>[24]</sup>，见图 2-8 b)所示。

表 2-1 空间矢量与开关状态关系

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$u_{a0}$	$u_{b0}$	$u_{c0}$	$U_k$
0	0	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$U_0$
0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$U_5$
0	1	0	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$U_3$
0	1	1	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$U_4$
1	0	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$U_1$
1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$U_6$
1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$U_2$
1	1	1	0	0	0	$U_7$



在三相对称平衡电网中，电压关系满足  $u_{aO} + u_{bO} + u_{cO} = 0$ ， $u_{aO}$ 、 $u_{bO}$ 、 $u_{cO}$  在不同工作状态下的组合会产生八种不同的工作状态，形成方向受三变量共同控制的空间矢量，矢量表达式为：

$$U^* = \frac{2}{3}(u_{aO} + u_{bO}e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{cO}e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (2-42)$$

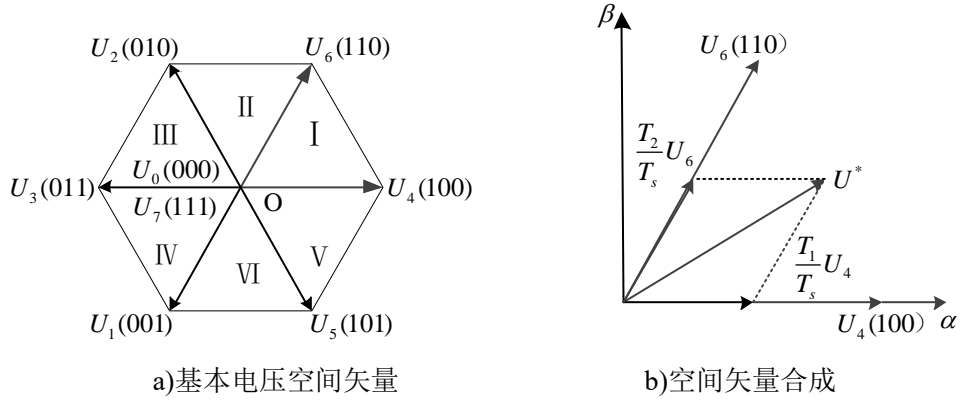


图 2-8 电压空间矢量分布图

传统SVPWM控制需要将三相静止坐标系下的三相电压转换成两相静止坐标系下的合成矢量，具体转换公式为：

$$U^* = \frac{2}{3}(u_{aO} + u_{bO}e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{cO}e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = U_\alpha + jU_\beta \quad (2-43)$$

式中  $U_\alpha$ 、 $U_\beta$ ——分别是目标矢量在两相静止坐标系  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的分量。

根据坐标变换关系，将式（2-43）改写为矩阵形式为：

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{aO} \\ u_{bO} \\ u_{cO} \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

传统SVPWM实现过程较为繁琐，具体实现过程如下：

(1) 确定目标矢量  $U_{out}$  所在的扇区

选取变量  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $N$ ，并假设如下条件：

若  $U_\alpha > 0$ ，则  $A=1$  否则  $A=0$ ；

若  $-U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta > 0$ ，则  $B=1$  否则  $B=0$ ；

若  $-U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta > 0$ ，则  $C=1$  否则  $C=0$ 。

设置变量  $N = A + 2B + 4C$ ，根据  $A$ 、 $B$ 、 $C$  的值可确定  $N$  值的范围为 1~6，刚好对应 6 个扇区空间<sup>[18]</sup>，表 2-2 列出  $N$  值和空间扇区的对应关系。

表 2-2  $N$  值与工作区域关系

$N$	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

(2) 通过判断整流器所处工作区域定义矢量作用时间  $T_1$ 、 $T_2$

定义变量  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  如下：

$$\begin{cases} X = U_\beta \\ Y = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta) \\ Z = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta) \end{cases} \quad (2-45)$$

以图 2-8 b)中所示落在第I扇区的向量为例，根据几何分析可知：

$$\begin{cases} U_1 \frac{T_1}{T} + U_2 \frac{T_2}{T} \cos 60^\circ = U_\alpha \\ U_2 \frac{T_2}{T} \sin 60^\circ = U_\beta \end{cases} \quad (2-46)$$

结合式 (2-45) 和式 (2-46) 推得两个相邻非零电压矢量的作用时间  $T_1$ 、 $T_2$ ：

$$T_1 = -Z, \quad T_2 = X \quad (2-47)$$

对于目标矢量处在其他扇区的情况可同理类推，在推算完其他扇区的作用时间后，那么可列出各个扇区相邻两非零矢量作用的时间  $T_1$  和  $T_2$ ，与三个变量  $X$ 、 $Y$  和  $Z$  三者的关系如表 2-3 所示，表中  $T_1$  代表前一矢量作用时间， $T_2$  代表后一矢量作用时间。

表 2-3  $T_1$ 、 $T_2$  与  $X$ 、 $Y$  和  $Z$  的对应关系

Sector	I	II	III	IV	V	VI
$T_1$	$-Z$	$Z$	$X$	$-X$	$-Y$	$Y$
$T_2$	$X$	$Y$	$-Y$	$Z$	$-Z$	$-X$

考虑动态调节中的过调制现象，即  $T_1 + T_2 > T_s$ ，此时系统的波形会产生失真，可对非零矢量作用时间进行重新分配，具体形式如下：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_s \\ T_2 = \frac{T_2}{T_1 + T_2} T_s \\ T_{0.7} = 0 \end{cases} \quad (2-48)$$

(3) 设计开关方案，计算矢量切换点。

得到各矢量的作用时间后，需确定各桥臂开关的通断时刻，一般采用对称方式均匀分配工作区域，具体工作方式有五段式和七段式两种方式。

如图 2-9 所示，这里仍以第 I 扇区为例，从图 2-9 b) 所示的开关函数波形可看到 a、b 两个桥臂在一个开关周期中各开关一次，剩下的 c 桥臂并不动作，由此得到图 2-9 a) 所示的各电压矢量作用分配顺序，可以看出，五段式开关方式将每周期分解为五个工作区域，各矢量的动作顺序按照  $U_0$ 、 $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_1$ 、 $U_0$  的次序进行。

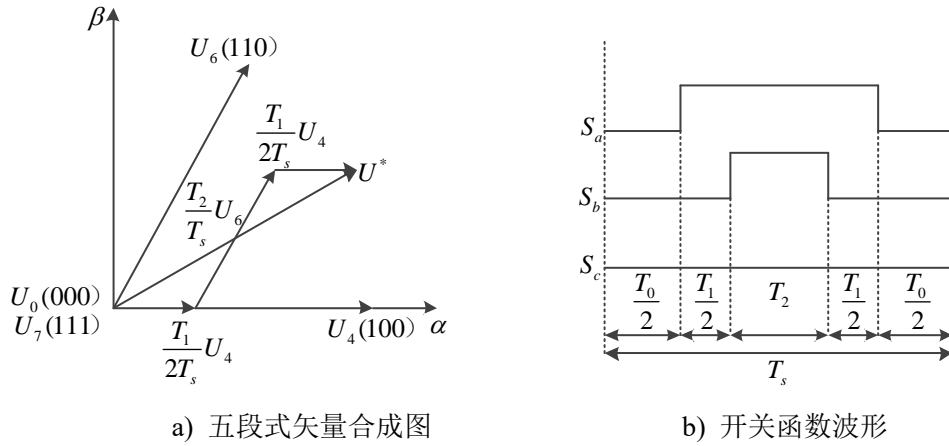


图 2-9 五段式空间矢量图

同样，采用七段式开关方式，三个桥臂的开关均会动作一次，各矢量按照  $U_0$ 、 $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_2$ 、 $U_1$ 、 $U_0$  这样的顺序动作，其作用分配顺序如图 2-10 a) 所示，七段式开关函数波形如图 2-10 b) 所示。由于零矢量的作用时间为：

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (2-49)$$

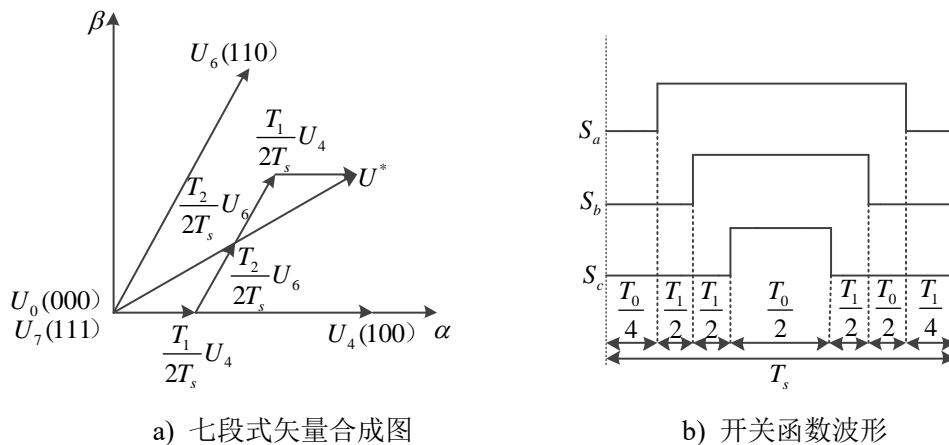


图 2-10 七段式空间矢量图

故根据矢量作用时间图可得到五段式和七段式电压空间矢量切换点如式 (2-50) 和式 (2-51) 所示：

$$\begin{cases} T_{cmp1} = T_a = \frac{1}{2}T_0 = \frac{1}{2}[T - (T_1 + T_2)] \\ T_{cmp2} = T_b = \frac{1}{2}T_0 + \frac{1}{2}T_1 = \frac{1}{2}[T - T_2] \\ T_{cmp3} = T_c = 0 \end{cases} \quad (2-50)$$

$$\begin{cases} T_{cmp1} = T_a = \frac{1}{4}T_0 = \frac{1}{4}[T - (T_1 + T_2)] \\ T_{cmp2} = T_b = \frac{1}{4}T_0 + \frac{1}{2}T_1 = T_a + \frac{1}{2}T_1 = \frac{1}{2}[T + T_1 - T_2] \\ T_{cmp3} = T_c = \frac{1}{4}T_0 + \frac{1}{2}T_1 + \frac{1}{2}T_2 = T_b + \frac{1}{2}T_2 = \frac{1}{4}[T + T_1 + T_2] \end{cases} \quad (2-51)$$

以上讨论的是  $U^*$  在第一扇区的切换点计算，在其他扇区时，同理可依次类推，如表 2-4 所示是各个扇区切换点的对应情况。

表 2-4 切换点  $T_{cmp1}$ 、 $T_{cmp2}$ 、 $T_{cmp3}$  与扇区对应关系

Sector	I	II	III	IV	V	VI
$T_{cmp1}$	$T_a$	$T_b$	$T_c$	$T_c$	$T_b$	$T_a$
$T_{cmp2}$	$T_b$	$T_a$	$T_a$	$T_b$	$T_c$	$T_c$
$T_{cmp3}$	$T_c$	$T_c$	$T_b$	$T_a$	$T_a$	$T_b$

### 2.5.2 新颖差值 SVPWM 定频控制

由于传统 SVPWM 调制方式需要坐标变换、三角函数计算，降低控制器运算和响应速度慢。从电压入手，本文给出一种新颖差值 SVPWM 方法，如图 2-11 所示，该方法在矢量作用时间处进行改进，通过作差三相互差  $120^\circ$  正弦电压，求取矢量作用时间，只需通过简单的电压大小关系划分区域，简化 SVPWM 计算，减小 DSP 的计算资源，实时高精度控制系统。

根据三相静止  $abc$  坐标系到两相静止  $\alpha\beta$  坐标系转化关系， $U^*$  的模长为相电压幅值的 1.5 倍，则三相正弦电压为：

$$\begin{cases} u_a = \frac{2}{3}U_{out} \cos \theta \\ u_b = \frac{2}{3}U_{out} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c = \frac{2}{3}U_{out} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2-52)$$

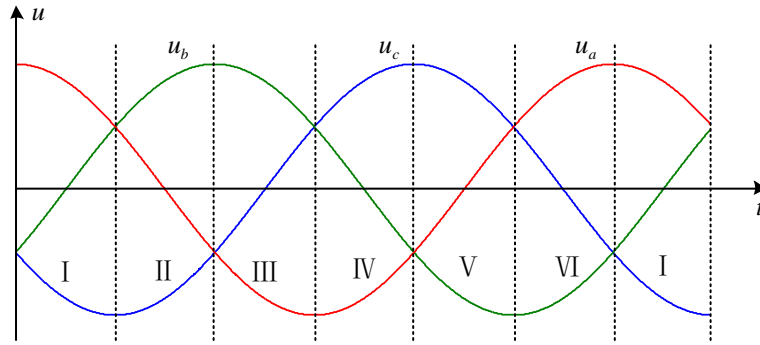


图 2-11 空间矢量调制中相电压的区间分配

将三相正弦电压按每  $60^\circ$  划分区间，一个电网周期划分成六个扇区，如图所 2-11 示。选取变量  $X_{ab}$ 、 $X_{bc}$ 、 $X_{ca}$  和  $N$ ，且满足如下形式：

$$\begin{cases} X_{ab} = \text{sign}(u_a - u_b) \\ X_{bc} = \text{sign}(u_b - u_c) \\ X_{ca} = \text{sign}(u_c - u_a) \end{cases} \quad (2-53)$$

$$N = 4X_{ab} + 2X_{bc} + X_{ca} \quad (2-54)$$

以第一扇区为例，推导差值 SVPWM 的理论公式，由图 3-8 可知第 I 扇区中有  $u_a > u_b > u_c$ ，根据式 (2-54) 可知， $N = 6$ ，根据式 (2-53)， $a$  相电压和  $b$  相电压之差为：

$$u_a - u_b = \frac{2}{3}U_{out}[\cos\theta - \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})] = U_{out}\cos(\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \quad (2-55)$$

由式可得：

$$\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} = \frac{1}{U_{out}}(u_a - u_b) \quad (2-56)$$

同理有：

$$\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{U_{out}}(u_b - u_c) \quad (2-57)$$

由此可得第 I 扇区中量相邻非零矢量的作用时间为：

$$\begin{cases} T_1 = K_{TV}(u_a - u_b) \\ T_2 = K_{TV}(u_b - u_c) \end{cases} \quad (K_{TV} = T_s/U_{dc}) \quad (2-58)$$

同理，推广到其他扇区，得到电压空间矢量扇区判断、两相邻非零矢量的作用时间与三相正弦电压之间的关系，如表 2-5 所示。本文对电压型 PWM 整流器的研究将应用该方法进行仿真和样机设计。

表 2-5  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $N$  和  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  的对应关系

Sector	$\theta$	$u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 的关系	$N$	$T_1$	$T_2$
I	$[0, \pi/3)$	$u_a > u_b > u_c$	6	$K_{TV}(u_a - u_b)$	$K_{TV}(u_b - u_c)$
II	$[\pi/3, 2\pi/3)$	$u_b > u_a > u_c$	2	$K_{TV}(u_b - u_a)$	$K_{TV}(u_a - u_c)$
III	$[2\pi/3, \pi)$	$u_b > u_c > u_a$	3	$K_{TV}(u_b - u_c)$	$K_{TV}(u_c - u_a)$
IV	$[\pi, 4\pi/3)$	$u_c > u_b > u_a$	1	$K_{TV}(u_c - u_b)$	$K_{TV}(u_b - u_a)$
V	$[4\pi/3, 5\pi/3)$	$u_c > u_a > u_b$	5	$K_{TV}(u_c - u_a)$	$K_{TV}(u_a - u_b)$
VI	$[5\pi/3, 2\pi)$	$u_a > u_c > u_b$	4	$K_{TV}(u_a - u_c)$	$K_{TV}(u_c - u_b)$

## 2.6 本章小结

本章以电压型 PWM 整流器为研究对象，对其工作原理进行分析，借助电路理论分析和坐标变换工具，得到电压型 PWM 整流器在  $dq$  坐标系下的数学模型。根据系统的性能要求对主电路中的电感和电容进行分析，并确定了感值和容值的取值范围。针对传统空间矢量技术的实现复杂性，给出一种新颖差值 SVPWM 定频控制方法，简化 SVPWM 实现过程。

## 第3章 电压型 PWM 整流器双闭环控制和仿真

### 3.1 引言

在对电压型 PWM 整流器的系统参数和调制策略进行分析研究后，本章研究电压型 PWM 整流器的控制策略，以常见的电压电流双环控制结构为研究对象，分析传统 PI 线性方法和非线性控制方法，仿真分析系统在两种控制方式下的暂稳态特性。

### 3.2 双闭环线性控制分析

将电压型 PWM 整流器在  $dq$  坐标系下的数学模型式 (2-15) 改写为：

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Lp + R & -\omega L \\ \omega L & Lp + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

式中  $e_d$ 、 $e_q$ ——分别为电网电动势的 d、q 分量；

$p$ ——微分算子。

从  $dq$  模型式 (3-1) 可看出，三相电压型 PWM 整流器电流的  $dq$  轴变量相互耦合，给控制器设计带来困难。为消除耦合，方便控制器设计，采用前馈解耦控制方式将电流  $dq$  分量作解耦处理后，运用线性控制方法，将 PI 控制应用于电流控制器<sup>[25]</sup>，通过控制交流电流  $dq$  分量的大小控制输入端有功和无功功率，应用 PI 控制后电流控制器的  $u_d$ 、 $u_q$  方程为：

$$\begin{cases} u_d = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s})(i_d^* - i_d) + \omega Li_q + e_d \\ u_q = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s})(i_q^* - i_q) - \omega Li_d + e_q \end{cases} \quad (3-2)$$

式中  $K_{ip}$ 、 $K_{il}$ ——分别是比例调节增益和积分调节增益；

$i_d^*$ 、 $i_q^*$ ——分别是 d、q 分量的电流指令。

将式 (3-2) 代入式 (3-1) 中，简化得到：

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[R - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)\right]/L & 0 \\ 0 & -\left[R - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)\right]/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right) \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

从式 (3-3) 的状态方程可以看出，有功电流和无功电流不再耦合，可以进行

独立精确的控制，根据式（3-3）得到电压型 PWM 整流器  $dq$  解耦电流前馈控制的系统结构，如图 3-1 所示。

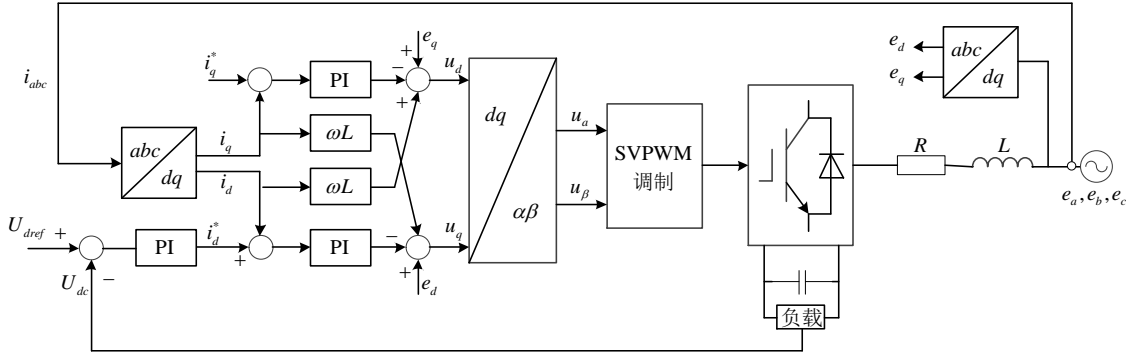


图 3-1 前馈解耦 PI 控制系统结构

### 3.2.1 PI 电流内环

在有功电流和无功电流解耦的情况下对系统电流内环进行分析，可知系统在采样时存在信号延迟并有系统小惯性环节的存在，可得电流内环的传递函数结构如图 3-2 所示。其中， $T_s$  为电流内环采样周期， $K_{PWM}$  为整流器桥路的等效增益，取值与调制方式有关，采用 SVPWM 调制时，取  $K_{PWM} = 1/\sqrt{3}$ 。

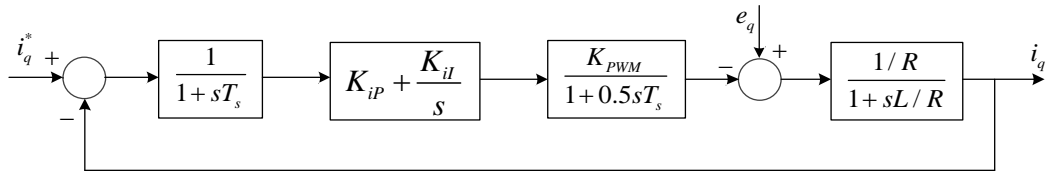


图 3-2 电流内环结构图

为了分析简便，不计  $e_q$  的变化影响，把 PI 控制器的传递函数转换为零极点表达式，如式（3-4）所示：

$$K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} = K_{ip} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad (\tau_i = \frac{K_{ip}}{K_{il}}) \quad (3-4)$$

将小时间常数  $T_s$ 、 $0.5T_s$  环节合并，得到内环的简化结构图，如图 3-3 所示：

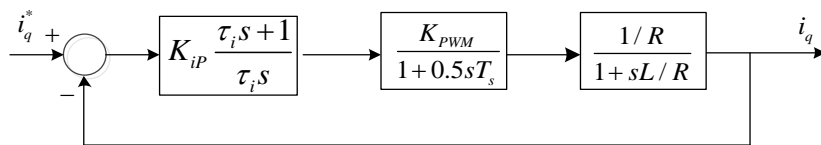


图 3-3 简化的电流内环结构图

为了使电流环具有快速的动态响应，将电流环系统设计为典型 I 型系统，从图 3-3 可以看出，可以通过 PI 控制器的零点来抵消电流环调节对象传递函数的极点来实现，即：



$$\tau_i = \frac{L}{R} \quad (3-5)$$

校正后的电流内环开环传递函数为：

$$W_{oi} = \frac{K_{ip} K_{PWM}}{R \tau_i s (1.5 T_s + 1)} \quad (3-6)$$

由典型 I 型系统参数整定关系，阻尼比  $\xi$  取 0.707 时，系统性能最佳，则有：

$$\frac{1.5 T_s K_{ip} K_{PWM}}{R \tau_i} = \frac{1}{2} \quad (3-7)$$

求得 PI 控制整定系数：

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{R \tau_i}{3 T_s K_{PWM}} \\ K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{\tau_i}{3 T_s K_{PWM}} \end{cases} \quad (3-8)$$

由图可知，电流环的闭环传递函数为：

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R \tau_i}{K_{ip} K_{PWM}} s + \frac{1.5 T_s R \tau_i}{K_{ip} K_{PWM}} s^2} \quad (3-9)$$

当开关频率足够高时，即  $T_s$  足够小， $s^2$  项的系数远远小于  $s$  项的系数，则可以忽略  $s^2$  项，电流环的闭环传递函数可进一步化简为：

$$W_{ci}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{R \tau_i}{K_{ip} K_{PWM}} s} \quad (3-10)$$

将式 (3-8) 代入式 (3-10)，得到电流控制器经过简化的闭环传递函数：

$$W_{ci} = \frac{1}{3 T_s s + 1} \quad (3-11)$$

由式 (3-11) 可知，当按典型 I 型系统设计电流内环时，电流环可近似为一个一阶惯性环节，惯性时间常数为  $3 T_s$ ，且如果开关频率足够快时，电流环具有快速的动态响应<sup>[26]</sup>。

### 3.2.2 PI 电压外环

电压外环 PI 控制器设计与电流内环设计方法一样，因为外环的目的是为了稳定输出端电压，那么令三相电网电动势：

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos \omega t \\ e_b = E_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3-12)$$

为简化控制系统的设计，忽略 PWM 谐波分量，不计开关函数的高频分量，则有：

$$\begin{cases} s_a \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ s_b \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) + 0.5 \\ s_c \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) + 0.5 \end{cases} \quad (3-13)$$

考虑单位功率因数正弦电流控制，则输入端电流如下：

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos \omega t \\ i_b = I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3-14)$$

通过电压型 PWM 整流器的数学模型知：

$$I_{dc} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c \quad (3-15)$$

将式 (3-13) 和式 (3-14) 代入式 (3-15) 中，得：

$$I_{dc} = 0.75mI_m \cos \theta \quad (3-16)$$

根据式 (3-16)，电压型 PWM 整流器电压外环调节器结构如图 3-4 所示。

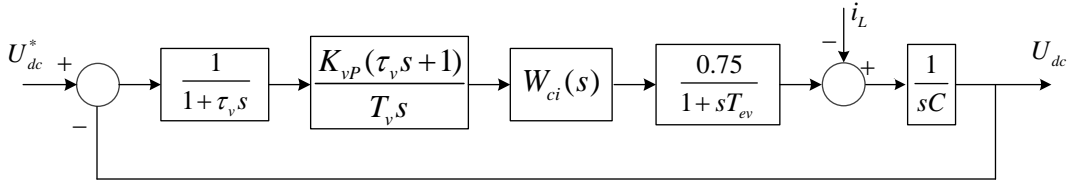


图 3-4 电压外环控制结构

图 3-4 中， $\tau_v$  是电压环采样惯性时间常数， $K_v$  为电压 PI 控制器的比例增益， $T_v$  是电压 PI 调节器的参数， $T_v$  是电压 PI 控制器比例增益  $K_{vp}$  与积分增益  $K_{vi}$  的比值，0.75 是比例增益最大值，增大电压环的稳定性。

进一步简化电压控制器结构，合并电压采样小惯性时间常数  $\tau_v$  和电流环的等效小时间常数  $3T_s$ ，即  $T_{ev} = \tau_v + 3T_s$ ，如果不考虑负载电流  $i_L$  的变化，则电压外环可简化为图 3-5。

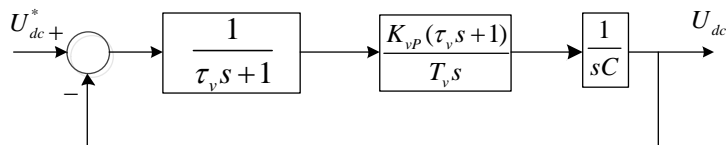


图 3-5 电压外环简化控制器结构

考虑系统的鲁棒性，按典型 II 型系统设计电压调节器，分析图 3-5，得出电压环的开环传递函数：

$$W_{ov} = \frac{0.75K_{vp}(T_v s + 1)}{CT_v s^2 (T_{ev} s + 1)} \quad (3-17)$$

可算得电压环中频宽  $h_v$  为：

$$h_v = \frac{T_v}{T_{ev}} \quad (3-18)$$

按典型 II 型系统控制参数鉴定关系得：

$$\frac{0.75K_v}{CT_v} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 T_{ev}^2} \quad (3-19)$$

综合考虑电压外环控制系统的抗扰性和跟随性，工程上常取中频宽  $h_v = 5$ ，那么可知电压环 PI 调节器的增益为：

$$\begin{cases} K_{vp} = \frac{4C}{\tau_v + 3T_s} \\ K_{vl} = \frac{K_{vp}}{T_v} = \frac{4C}{5(\tau_v + 3T_s)^2} \end{cases} \quad (3-20)$$

### 3.2.3 PI 控制分析

通过式 (3-8) 和式 (3-20) 可整定 PI 控制器的具体参数范围，从电压型 PWM 整流器 PI 控制器的设计过程可以看知，PI 线性控制方法关注控制电压和电流误差来消除系统误差，整个控制器设计与系统的时变状态未建立联系，且电压外环和电流内环的分析中均有忽略外部扰动对控制的影响，由于电压型 PWM 整流器是时变非线性系统，因此当系统参数或外部变化过大时，PI 控制有可能使系统产生震荡，从而使控制失效。考虑非线性系统控制方法，将非线性控制理论运用于电压型 PWM 整流器控制设计之中。

## 3.3 双闭环非线性控制分析

### 3.3.1 非线性控制理论

#### 3.3.1.1 滑模变结构控制原理

滑模控制(Sliding Mode Control)又称为变结构控制(Variable Structure Control)。其应用范围领域不限于非线性系统，还可分析譬如连续参数与离散参数系统、集中与分散系统以及衍生出的集中控制与分散控制等，主要原因在于滑模控制的强鲁棒性，即滑模控制系统对被控目标参数的变动、模型误差以及外部扰动具有较

强的不敏感性，并且滑模控制系统的动态响应快，超调小。随着高速开关器件的不断发展，滑模控制的优越性也将愈发明显<sup>[27]</sup>。

对非线性系统：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (3-21)$$

式中  $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{u}$ ——分别对应系统的状态与控制向量。

控制量  $\mathbf{u} = \mathbf{u}(t, \mathbf{x})$  在切换面  $S(t, \mathbf{x}) = 0$  上进行切换，切换方式如式（3-22）：

$$u_i(t, \mathbf{x}) = \begin{cases} u_i^+(t, \mathbf{x}) & S_i(t, \mathbf{x}) > 0 \\ u_i^-(t, \mathbf{x}) & S_i(t, \mathbf{x}) < 0 \end{cases}, \quad i = 1, \dots, m \quad (3-22)$$

式中  $u_i(t, \mathbf{x})$ —— $\mathbf{u}(t, \mathbf{x})$  的第  $i$  个分量；

$S_i(t, \mathbf{x})$ —— $S(t, \mathbf{x})$  的第  $i$  个分量， $S(t, \mathbf{x})$  称为切换函数。

因为  $u_i^+(t, \mathbf{x})$ 、 $u_i^-(t, \mathbf{x})$  及  $S_i(t, \mathbf{x})$  是光滑连续函数，这里以单变量系统为例，系统状态空间被  $S(t, x) = 0$  划分为  $S(t, x) > 0$  和  $S(t, x) < 0$  两部分，状态空间中存在以下三种类型的点：系统运行状态可运行至切换面且穿过  $S(t, x) = 0$  切换面的点，称为通常点；初始状态在  $S(t, x) = 0$  处向切换面两个方向运动的点，称为起始点；系统状态可到达切换面可从  $S(t, x) > 0$  和  $S(t, x) < 0$  两个方向趋近切换面的点，称为终止点<sup>[28]</sup>。

变结构控制就是在确定切换函数  $S(t, x)$  的基础上，使系统状态点运行在切换面  $S(t, x) = 0$  上求解控制函数，使得所设计的控制律最终使所有的状态运行点成为终止点。要使某一区域内的点都具有终止点的特性，那么当任意点到达区域时均会趋向切换面，这样的区域称为滑模区，状态点在其上的运动就叫做滑模运动，因此可知滑模运动可达性的基本形式为  $S(t, x) \cdot \dot{S}(t, x) < 0$ 。因为系统进入滑模运动后，在理想条件下，系统的状态轨迹保持在滑模面上（ $S(t, x) = 0$ ），因此  $\dot{S}(t, x) = 0$ 。故为实现系统状态点最终过渡到滑模运动，达到滑模控制的目的<sup>[29]</sup>，可由如下的方程组求出控制量：

$$\begin{cases} S(t, x) = 0 \\ \dot{S}(t, x) = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} f(t, x, u_{eq}) = 0 \end{cases} \quad (3-23)$$

由式（3-23）可得出滑模变结构控制的基本设计思路和方法，可归纳为三个方面：首先确定切换函数，之后找到可使系统状态变量回到滑模面的控制函数，最后调整滑模参数使得系统达到预期的控制效果<sup>[30]</sup>。

对电力电子系统而言，对其进行控制即是对电力电子功率开关器件进行控制，因此系统是非线性变化的，为确定切换函数，可将电力电子变流装置系统近似等

效为如下的二阶状态变量函数：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (3-24)$$

通过查阅文献[30]，为保证良好的控制效果，同时确保输出可获得预先要求下，可组合系统状态变量的偏差，确定滑模变函数  $s(\mathbf{x})$  为：

$$s(\mathbf{x}) = \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{k}\mathbf{x} \quad (3-25)$$

式中  $\mathbf{x}$  ——系统状态偏差变量，并且满足  $\dot{x}_1 = x_2$ ；

$\mathbf{k}$  ——滑模面系数。

在完成了滑模切换函数后，需确定控制率方程。滑模变结构一般有以下三种控制律：

1) 常值切换方式

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_0 \operatorname{sgn}(s(\mathbf{x})) \quad (3-26)$$

式中， $\mathbf{u}_0$  是未知常数， $\operatorname{sgn}$  是符号函数。

2) 函数切换方式

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_0 \operatorname{sgn}(s(\mathbf{x})) \quad (3-27)$$

式中， $\mathbf{u}_{eq}$  为等效控制律。

3) 比例切换方式

$$\mathbf{u} = \sum_{i=1}^k \varphi_i \mathbf{x}_i \quad k < n \quad (3-28)$$

$$\varphi_i = \begin{cases} \alpha_i \mathbf{x}_i s < 0 \\ \beta_i \mathbf{x}_i s > 0 \end{cases} \quad \alpha_i, \beta_i \text{ 为常数} \quad (3-29)$$

在确定了滑模切换函数和控制律后，需要选择合适的滑膜面系数，保证系统动态和稳态特性最优化，是滑模变结构控制系统设计的一个重要环节。在实际系统中存在时延和惯性等因素，在实际滑模变结构中，状态点到达滑模面后不能停留在理想滑模面做滑模运动，而是在其附近做反复穿越运动，可能会出现极限环振荡，发生抖动现象<sup>[31]</sup>。

滑模系数的选取既影响系统在滑动模态时的动态响应速度，还决定了滑模面的大小<sup>[32]</sup>。为使系统有较好的稳态和动态性能，利用系统的状态空间方程变换和简化滑模切换面函数，最终得到由状态变量和滑膜面系数组成的方程<sup>[33]</sup>，由此可对滑膜面参数和系统参数的选取具有一定的参考意义。

### 3.3.1.2 反馈线性化控制原理

精确反馈线性化的理论基础是微分几何学，是一种非线性控制理论，其核心思想就是结合相关的非线性状态，借助数学工具坐标变换，将系统当前的状态变

量、输入和输出向量作为研究对象，运用微分几何数学工具，可实现系统对应量的精确线性化，将建模过程由复杂转化为简单。常规线性化一般是泰勒级数展开，为了简化控制模型，往往忽略高阶非线性项，因此属于局部线性化方法，虽然可得到相应的线性解形式，但是近似的线性化并不精确，控制效果可想而知；而对精确反馈线性化，它并没有任何忽略项，所适用的区域包含定义的全域，因此这种线性化方法具有更好的适用性和精确性<sup>[34]</sup>。

因此，精确反馈线性化控制理论不仅对单输入单输出（SISO）系统适用，同时也适用于多输入多输出（MIMO）系统中，因此对一般的输入和输出维数相等的仿射非线性系统：

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (3-30)$$

式中  $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{u}$ 、 $\mathbf{y}$  ——分别是系统的状态、输入和输出矢量且  $\mathbf{x} \in R^n$ ， $\mathbf{u} \in R^m$ ， $\mathbf{y} \in R^m$ ；

$\mathbf{f}$  ——代表矢量场，维数为  $n$ ；

$\mathbf{G}$ 、 $\mathbf{H}$  ——均是  $n$  维矢量场，其分量  $g_i(\mathbf{x})$ ， $h_i(\mathbf{x})$  是标量函数。

为研究输入/输出间的动态响应关系，对系统的第  $j$  个输出求导：

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j) u_i \quad (3-31)$$

式（3-31）中如满足  $L_{g_i} h_j(\mathbf{x}) \equiv 0$ ，则导数  $\dot{y}_j$  不受控制影响。定义  $\gamma_j$  使得导数  $y_j^{(\gamma_j)}$  至少依赖一个输入量，且其为非负数，即：

$$\begin{cases} y_j^{(i)} = L_f^i h_j, i = 0, 1, \dots, \gamma_j - 1 \\ y_j^{(\gamma_j)} = L_f^{\gamma_j} h_j + \sum_{i=1}^m L_{g_i} (L_f^{\gamma_j-1} h_j) u_i \end{cases} \quad (3-32)$$

且式（3-32）中某些  $\mathbf{x}$  至少有一个使得  $L_{g_i} (L_f^{\gamma_j-1} h_j)$  不为零。构建  $m \times m$  矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{x})$  如下：

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} (L_f^{\gamma_1-1} h_1) & \cdots & L_{g_m} (L_f^{\gamma_1-1} h_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} (L_f^{\gamma_m-1} h_m) & \cdots & L_{g_m} (L_f^{\gamma_m-1} h_m) \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

式（3-33）中，如有正整数  $r_j$  使得式（3-34）成立，且式（3-33）中  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0)$  为非奇异类型矩阵<sup>[35]</sup>，那么此时系统在  $\mathbf{x}_0$  有相对阶向量  $(\gamma_1, \dots, \gamma_m)$ 。

$$L_{g_i} L_f^k h_j(x) \equiv 0, \quad (0 \leq k \leq r_j - 2, i=1, \dots, m) \quad (3-34)$$

若系统的相对阶向量有定义，那么式（3-32）可表示为：

$$\begin{bmatrix} y_1^{(\gamma_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(\gamma_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{\gamma_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{\gamma_m} h_m \end{bmatrix} + \mathbf{A}(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

因为  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0)$  为可逆，存在  $\mathbf{x}_0$  的领域  $U$  保证其在领域  $U$  中的范数有界且可逆。

由此状态反馈控制律可表示为：

$$\mathbf{u} = -\mathbf{A}^{-1}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} L_f^{\gamma_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{\gamma_m} h_m \end{bmatrix} + \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{v} \quad (3-36)$$

那么系统的输入/输出方程为：

$$\begin{bmatrix} y_1^{(\gamma_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(\gamma_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

综合上述推导过程，通过反馈变换式（3-37），使得系统输入/输出间可以精确线性化，而且实现了输入/输出的解耦。因此式（3-33）也是解耦矩阵。对经过输入/输出反馈变换后的线性系统，其采用常规的线性反馈：

$$\mathbf{v} = -\mathbf{k}\mathbf{y}, \quad \mathbf{k} = [k_1, \dots, k_m]^m \quad (3-38)$$

### 3.3.2 滑模变结构电压外环分析

由 2.3 节对整流器分析可知，其数学模型中的变量相互耦合，且整个系统为非线性时变系统，由于滑模控制策略对于非线性控制天然的适用性，选取合适的滑动模态与系统的参数以及外部干扰影响无关，系统运行于滑模面上时，其状态量实时跟踪给定参量，稳态输出精度较高且由滑模面函数控制，系统具有强鲁棒性和较快的动态响应<sup>[36, 37]</sup>。

由电压型 PWM 整流器在  $dq$  坐标系下的数学模型可知，其控制对象有两个，一个是直流侧输出电压  $U_{dc}$ ，另一个是输入电流，故系统有两个自由度，可设计两个控制参数  $S_d$ 、 $S_q$  分别对直流输出电压和输入电流进行控制，也就对有功分量和网侧电流的无功分量进行了控制，从而改变了整流器输出侧电压和输入侧的功率因数。

因此，把在  $dq$  旋转坐标系下的三相电压型 PWM 整流器数学模型式（2-15）

改写为可控标准型状态空间方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ U_{dc} \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_q - \omega \times i_d - \frac{S_q U_{dc}}{L} + \frac{U_q}{L} \\ \phi \\ -\frac{R}{L}\phi - \frac{S_q^2 + S_d^2}{LC}U_{dc} - \frac{Ri_{dc}}{LC} - \frac{1}{C} \frac{di_{dc}}{dt} + \frac{\omega(S_d i_q - S_q i_d)}{C} + \frac{S_d e_d + S_q e_q}{LC} \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

式中  $\phi$ ——为简化表达式的代入量， $\phi = \frac{S_d i_d + S_q i_q - I_{dc}}{C}$ 。

根据上小节的理论分析，为求出滑模切换面函数，需要转换新的状态变量，以方便求解起见，可选择参考值和实际值间的误差作为新的状态变量，即  $i_q = i_{qref} - i_q$ ， $e_{U_{dc}} = U_{dc} - U_{dcref}$ ， $e_\phi = \phi_{ref} - \phi$ 。那么式（3-39）可改写为如下的形式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{i_q} \\ e_{U_{dc}} \\ e_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{E}) - p_1(t) + g_1(\mathbf{E})S_q U_{dc} \\ e_\phi \\ f_2(\mathbf{E}) - p_2(t) + g_2(\mathbf{E})S_d e_d \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

式中  $f_1(\mathbf{E})$ 、 $f_2(\mathbf{E})$ 、 $g_1(\mathbf{E})$ 、 $g_2(\mathbf{E})$ ——误差向量  $\mathbf{E} = [e_{i_q} \quad e_{U_{dc}} \quad e_\phi]^T$  控制函数；

$p_1(\mathbf{E})$ 、 $p_2(\mathbf{E})$ ——扰动量；

$S_q U_{dc}$ 、 $S_d e_d$ ——控制量。

为了实现单位功率因数，改变输入侧特性，需控制  $i_q = i_{qref} = 0$ ，使得输入电流无功分量为零，另一方面为了使输出电压稳定在  $U_{dref}$ ，需满足  $U_{dc} = U_{dcref}$ 。分析式（3-39）可得知和两个输出量相关联的控制量，同时结合滑模变控制理论可推断，选择滑模面  $S_1(e_{i_q}, t)$  和  $S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t)$  可保证三相 VSR 系统的鲁棒性，相应滑模面方程为：

$$S_1(e_{i_q}, t) = k_{e_{i_q}} e_{i_q} = k_{e_{i_q}} (i_{qref} - i_q) = 0 \quad (3-41)$$

$$S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t) = k_{e_{U_{dc}}} e_{U_{dc}} + k_{e_\phi} \frac{de_{U_{dc}}}{dt} = e_{U_{dc}} + \beta \frac{de_{U_{dc}}}{dt} = 0 \quad (3-42)$$

式中  $k_{e_{i_q}}$ ， $k_{e_{U_{dc}}}$ ， $k_{e_\phi}$ ——状态变量误差的放大增益；

$\beta$ ——滑模控制系数。

放大增益调节系统稳定性，同时加快系统的动态响应，以获得理想的控制效果；滑模变结构控制系数  $\beta$  是与输出电压  $U_{dc}$  的一阶导数相关的时间常数，理论



上其值偏差会导致其与开关器件参数冲突，导致系统不稳定，故需要调整它的值和整流器的工作状态相适应<sup>[37]</sup>。结合系统的可控标准型状态空间方程（3-39），根据前文对状态变量误差的定义，可将式（3-42）改写为：

$$S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t) = (U_{dref} - U_{dc}) + \beta \frac{dU_{dref}}{dt} - \beta \left( \frac{S_d i_d + S_q i_q}{C} - \frac{I_{dc}}{C} \right) = 0 \quad (3-43)$$

即：

$$S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t) = \left[ (U_{dref} - U_{dc}) + \beta \frac{de_{U_{dc}}}{dt} + \frac{\beta}{C} (i_{dc} - S_q i_q) \right] \frac{C}{\beta S_d} - i_d = 0 \quad (3-44)$$

分析式（3-40）可知，由于滑模函数含有非线性时变变量  $S_d$  和  $S_q$ ，因此要控制系统的状态轨迹保持在设定的滑模面上做滑模运动，需求得在理想条件下的  $S_d$  和  $S_q$  的值。借助第二章对数学模型的研究，坐标变换后，在同步旋转坐标系下， $e_d = \sqrt{3}U_{RMS}$ ， $e_q = 0$ ，整流器工作状态稳定时  $S_d$  和  $S_q$  恒定不变，因此则在理想滑膜面 ( $S_1(e_{i_q}, t) = 0$ ， $S_1'(e_{i_q}, t) = 0$ )，考虑式（3-39）中的动态变量  $i_q$ ，可推算出  $S_q$  为：

$$S_q \approx -\frac{Ri_q + \omega Li_d}{U_{dc}} \quad (3-45)$$

在理想滑膜面上，直流侧的输出电压要精确跟踪指令电压，即  $U_{dc} = U_{dcref}$ ，那么同理可得：

$$S_d \approx \frac{I_{dc} - S_q i_{qref} + CdU_{dcref}/dt}{i_{dref}} \quad (3-46)$$

为获得单位功率因数和保持直流侧电压恒定不变，即使得  $i_{qref} = 0$ ， $CdU_{dcref}/dt = 0$ ，对求得的  $S_d$  和  $S_q$  的表达式做进一步的简化，结合功率平衡： $(e_d - Ri_d)i_{dref} = U_{dc}I_{dc}$ ，得到：

$$\begin{cases} S_q \approx -\frac{\omega Li_d}{U_{dc}} \\ S_d \approx \frac{e_d - Ri_d}{U_{dc}} \approx \frac{\sqrt{3}U_{RMS} - Ri_d}{U_{dc}} \end{cases} \quad (3-47)$$

将式（3-47）代入式（3-44）可得到：

$$S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t) = \left[ (U_{dcref} - U_{dc}) + \beta \frac{dU_{dcref}}{dt} + \frac{\beta}{C} i_{dc} \right] \frac{CU_{dc}}{\beta(\sqrt{3}U_{RMS} - Ri_d)} - i_d = 0 \quad (3-48)$$

由式 (3-48) 可看出, 滑模面  $S_1(e_{i_q}, t)$ 、 $S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t)$  已不再依赖于  $S_d$  和  $S_q$ , 简化了滑模控制设计, 因为式 (3-48) 中,  $\beta i_{dc} / C$  和  $i_{dref}$  成正比, 而且  $U_{dcref} - U_{dc}$  也和  $i_{dref}$  成正比, 滑模面函数还可简化为:

$$\begin{cases} S_1(e_{i_q}, t) = k_{e_{i_q}} e_{i_q} = k_{e_{i_q}} (i_{qref} - i_q) \\ S_2(e_{U_{dc}}, e_\phi, t) = i_{dref} - i_d \end{cases} \quad (3-49)$$

通过式(3-49), 结合滑模面 (3-48), 可得:

$$i_{dref} = \left[ (U_{dcref} - U_{dc}) + \beta \frac{dU_{dcref}}{dt} + \frac{\beta}{C} i_{dc} \right] \frac{CU_{dc}}{\beta(\sqrt{3}U_{RMS} - Ri_d)} \quad (3-50)$$

由式 (3-50) 可得出滑模变结构控制的电压外环控制器, 如图 3-4 所示。

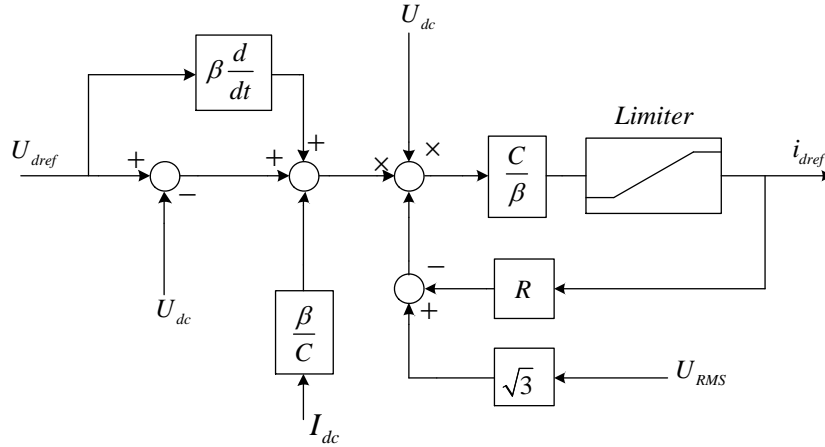


图 3-4 滑模变结构电压外环控制器模型

由图 3-4 可知, 控制器的输入端只含有直流侧输出电压和负载电流的实际值, 电网线电压以及直流侧指令电压两个固定的量, 模型中不含变量  $S_d$  和  $S_q$ , 简化了系统控制和数字实现, 且针对本文确定的双闭环控制器结构, 电流内环的指令电流  $i_{dref}$  就是电压外环滑模控制器的直流输出。

### 3.3.3 线性化变结构电流内环分析

#### 3.3.3.1 基于输入/输出线性化电流内环

相比较于电压外环而言, 电流内环的响应速度更快, 且其目的是按照电压外环输出的指令电流  $i_{dref}$  对输入电流进行控制<sup>[38]</sup>, 实现电压型 PWM 整流器的单位功率因数运行, 故可认为指令电流  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$  为常数, 即满足:

$$\frac{de_{i_d}}{dt} = \frac{di_d}{dt}, \quad \frac{de_{i_q}}{dt} = \frac{di_q}{dt} \quad (3-51)$$

那么可将电流内环的误差变量状态方程写成如下形式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{i_d} \\ e_{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}e_{i_d} - \frac{R}{L}i_{dref} + \omega i_q + \frac{e_d}{L} - \frac{u_d}{L} \\ -\frac{R}{L}e_{i_q} - \frac{R}{L}i_{qref} - \omega i_d + \frac{e_q}{L} - \frac{u_q}{L} \end{bmatrix} \quad (3-52)$$

式中  $u_d$ 、 $u_q$ —— $u_d = S_d U_{dc}$ ， $u_q = S_q U_{dc}$ 。

考虑系统没有扰动的情况，式（3-52）可改写成仿射非线性系统一般式：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (3-53)$$

式中  $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{u}$ —— $\mathbf{x} = [e_{i_d}, e_{i_q}]^T$  为误差向量， $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$  为电流内环输入控制向量；

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) \text{——误差向量 } \mathbf{x} \text{ 的函数并且有 } \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}e_{i_d} - \frac{R}{L}i_{dref} + \omega i_q + \frac{e_d}{L} - \frac{u_d}{L} \\ -\frac{R}{L}e_{i_q} - \frac{R}{L}i_{qref} - \omega i_d + \frac{e_q}{L} - \frac{u_q}{L} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) \text{——误差向量 } \mathbf{x} \text{ 的函数且 } \mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}。$$

对仿射非线性系统，选择输出函数： $\mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{x}) = [h_1(\mathbf{x}), h_2(\mathbf{x})]^T = [e_{i_d}, e_{i_q}]^T$ ，根据精确线性化理论的相对阶向量定义，设系统的相对阶向量为  $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2]$ ，则根据式(3-52)可求得李导数：

$$L_g \mathbf{H}(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{H}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (3-54)$$

由此可知系统的相对阶向量  $\boldsymbol{\gamma} = [1, 1]$ ，矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{x})$ 、 $L_f h_1$ 、 $L_f h_2$  如下式所示：

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \neq 0 \quad (3-55)$$

$$\begin{aligned} L_f h_1 &= \frac{\partial h_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}e_{i_d} - \frac{R}{L}i_{dref} + \omega i_q + \frac{e_d}{L} \\ -\frac{R}{L}e_{i_q} - \frac{R}{L}i_{qref} - \omega i_d + \frac{e_q}{L} \end{bmatrix} \\ &= -\frac{R}{L}e_{i_d} - \frac{R}{L}i_{dref} + \omega i_q + \frac{e_d}{L} \end{aligned} \quad (3-56)$$

$$\begin{aligned}
 L_f h_2 = \frac{\partial h_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x}) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} e_{i_d} - \frac{R}{L} i_{dref} + \omega i_q + \frac{e_d}{L} \\ -\frac{R}{L} e_{i_q} - \frac{R}{L} i_{qref} - \omega i_d + \frac{e_q}{L} \end{bmatrix} \\
 &= -\frac{R}{L} e_{i_q} - \frac{R}{L} i_{qref} - \omega i_d + \frac{e_q}{L}
 \end{aligned} \tag{3-57}$$

由式 (3-56)、(3-57) 可知，系统的输出函数对时间的导数可为：

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} + \mathbf{A}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{3-58}$$

因为矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{x})$  可逆，由上文的分析，存在  $\mathbf{x}$  的领域  $U$  使  $\mathbf{A}(\mathbf{x})$  可逆且在  $U$  中范数有界，则其状态反馈控制律取为：

$$\mathbf{u} = -\mathbf{A}^{-1}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} + \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{v} \tag{3-59}$$

那么系统输入/输出的动态方程为：

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{3-60}$$

结合式 (3-52)、式 (3-59) 以及式 (3-60)，可求出非线性坐标变换：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Ry_1 - Ri_{dref} + \omega Li_q + e_d - v_1 \\ -Ry_2 - Ri_{qref} + \omega Li_d + e_q - v_2 \end{bmatrix} \tag{3-61}$$

即：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_1 - R)y_1 - Ri_{dref} + \omega Li_q + e_d \\ (k_2 - R)y_2 - Ri_{qref} + \omega Li_d + e_q \end{bmatrix} \tag{3-62}$$

由式 (3-62) 可知，只需选取合适的反馈系数  $\mathbf{k} = [k_1, k_2]^T$ ，使得输入/输出动态方程式中的  $\mathbf{v} = [v_1, v_2]^T = [k_1 y_1, k_2 y_2]^T$  而成为新的系统控制向量，可使系统获得良好的动稳态性能。

### 3.3.3.2 线性化变结构电流内环

前文所讨论前提为系统收敛，当系统所受扰动过大，稳定性会受到影响，为抑制该现象引入变结构控制，有效增强系统抵制扰动能力，故可设加入不确定扰动  $d(t, \mathbf{x})$  后的仿射非线性系统一般式如下<sup>[39]</sup>：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \mathbf{d}(t, \mathbf{x}) \tag{3-63}$$

假设不确定扰动处于所控制的范围内，设  $\mathbf{S} = \mathbf{S}(\mathbf{x})$  是  $m$  维连续光滑的切换函数(滑模面)，由非线性控制理论，则可设计如下的变结构控制器：

$$\mathbf{u} = -\left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{G}\right)^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f} + \lambda \mathbf{S} + \mu \operatorname{sgn}(\mathbf{S})\right) \quad (3-64)$$

在式 (3-64) 中,  $\lambda \geq 0$ ,  $\mu > 0$  未知待定;  $\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{G}$  可逆。故可作相应的非线性状态变换:

$$z_i^j = T_i^j(\mathbf{x}) = L_f^j h_i, \quad i = 1, \dots, m; \quad j = 0, 1, \dots, r_i - 1 \quad (3-65)$$

那么对本文研究对象, 有:

$$\begin{cases} z_1 = T_1(\mathbf{x}) = L_f^0 h_1 = e_{i_d} \\ z_2 = T_2(\mathbf{x}) = L_f^0 h_2 = e_{i_q} \end{cases} \quad (3-66)$$

所以:

$$\mathbf{z} = \mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} e_{i_d} & e_{i_q} \end{bmatrix}^T \quad (3-67)$$

那么切换函数  $\mathbf{S} = \mathbf{S}(\mathbf{x})$  可表示成:

$$S_i(z_i) = z_i \quad (3-68)$$

即:

$$\mathbf{S}(\mathbf{x}) = \mathbf{z} = \begin{bmatrix} e_{i_d} & e_{i_q} \end{bmatrix}^T \quad (3-69)$$

由此根据式 (3-61) 和 (3-69) 可求出控制律:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= -\left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}\right)^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f} + \lambda \mathbf{S} + \mu \operatorname{sgn}(\mathbf{S})\right) \\ &= -\begin{bmatrix} -L & 0 \\ 0 & -L \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} e_{i_d} - \frac{R}{L} i_{dref} + \omega i_q + \frac{e_d}{L} \\ -\frac{R}{L} e_{i_q} - \frac{R}{L} i_{qref} - \omega i_d + \frac{e_q}{L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_1 e_{i_d} \\ \lambda_2 e_{i_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu_1 \operatorname{sgn}(e_{i_d}) \\ \mu_2 \operatorname{sgn}(e_{i_q}) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3-70)$$

即:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\lambda_1 - R)Ly_1 + \mu_1 L \operatorname{sgn}(y_1) - Ri_{dref} + \omega Li_q + e_d \\ (\lambda_2 - R)Ly_2 + \mu_2 L \operatorname{sgn}(y_2) - Ri_{qref} + \omega Li_d + e_q \end{bmatrix} \quad (3-71)$$

设式 (3-71) 中  $\mathbf{K} = [K_1, K_2]^T = [\lambda_1 - R, \lambda_2 - R]^T$ , 通过选择合适的反馈系数向量  $\mathbf{K} = [K_1, K_2]^T$ ,  $\boldsymbol{\mu} = \operatorname{diag}[\mu_1, \mu_2]$ , 使得系统拥有较好的暂稳态特性, 对应电流环结构如图 3-5 所示。

在对基于双闭环控制的线性与非线性控制方法进行分析后, 根据各电压环和电流环的控制框图, 在 MATLAB 中搭建仿真模型, 对比分析在两种控制方式下, 电压型 PWM 整流器系统的暂稳态特性。



图 3-6 和图 3-7 为 PWM 整流在稳态状态下直流电压和交流电流的启动响应。图 3-8 为其交流侧 A 相电流的 FFT 分析。

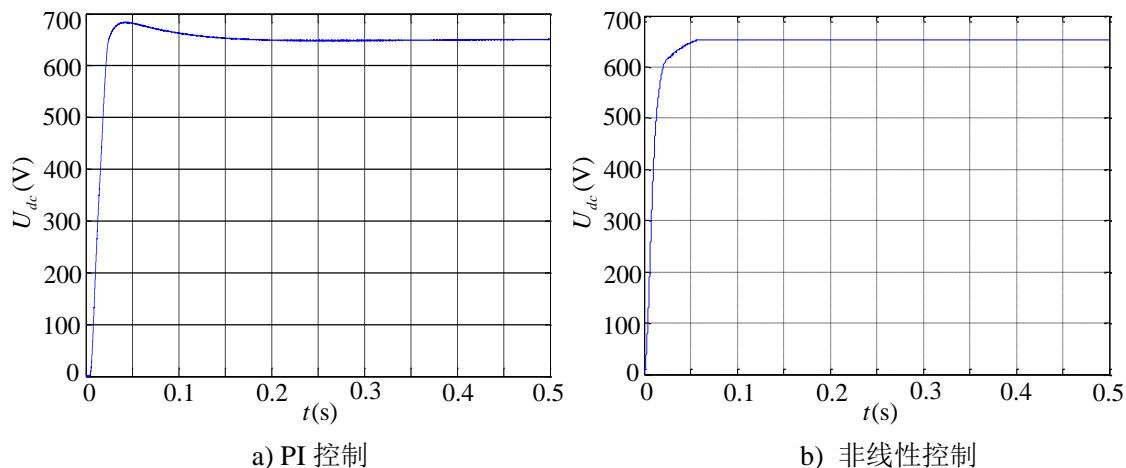


图 3-6 直流侧电压启动响应

分析图 3-6 可知，在时刻  $t=0$  s 时 PWM 整流器开始工作，对 PI 控制，如图 3-6 a) 所示，直流侧电压存在 30 V 的超调量，超调百分比为 4%，在  $t=0.2$  s 时直流电压达到稳定值 650 V，响应时间为 0.2 s；对非线性控制，如图 3-6 b) 所示，直流侧电压无超调，在  $t=0.05$  s 时刻，直流侧电压达到稳定值 650 V，响应时间为 0.05 s。证明滑模变结构控制电压外环与 PI 线性控制电压外环相比，响应速度更快，启动超调更小，直流侧电压启动响应特性更好。

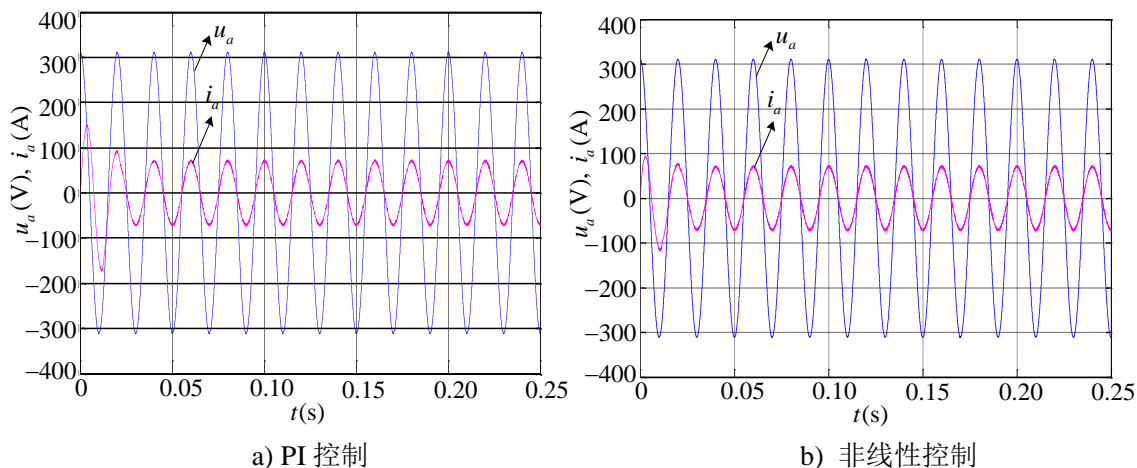


图 3-7 交流侧 A 相电流启动响应

分析图 3-7，对 PI 控制，如图 3-7 a) 所示，交流侧电流与直流侧电压启动响应过程相似，在两个电网周期过渡过程中，电流存在较大过冲，过冲值在 70 A 左右，超过经过 2 个电网周期网侧电流达到稳定值，响应时间为 0.04 s；非线性控制下，如图 3-7 b) 所示，电流峰值过冲大约为 10 A 左右，且电流在一个电网周期  $t=0.02$  s 内达到稳定值，两种控制方式下，网侧电流均有较快的响应速度，对网

侧电压均具有很好的跟踪效果。对比分析可知，与 PI 电流内环控制相比，线性化变结构电流内环可加速网侧电流的响应速度，降低网侧电流的启动电流过冲，改善网侧电流的启动响应。

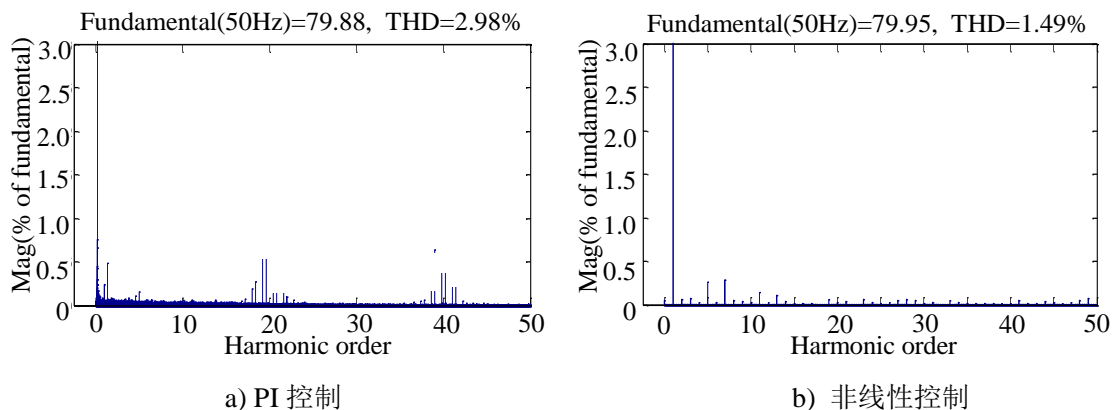


图 3-8 A 相电流 FFT 分析

分析电流 FFT，采用 PI 控制时，如图 3-8 a)所示，可知电流基波为 79.88 A，电流谐波畸变率 THD 为 2.98%，网侧电流；采用非线性控制时，如图 3-8 b)所示，电流基波为 79.95 A，电流谐波失真率 THD 为 1.49%，稳态下的网侧电流滤波效果略优于 PI 控制。

## (2) 负载突变

负载突变条件是在 0.3 s 时将负载由额定切换至半载，如图 3-9 为输出端电压变化仿真波形，图 3-10 所示为输入端 A 相电流变化仿真波形，图 3-11 为负载突变后的 FFT 分析。

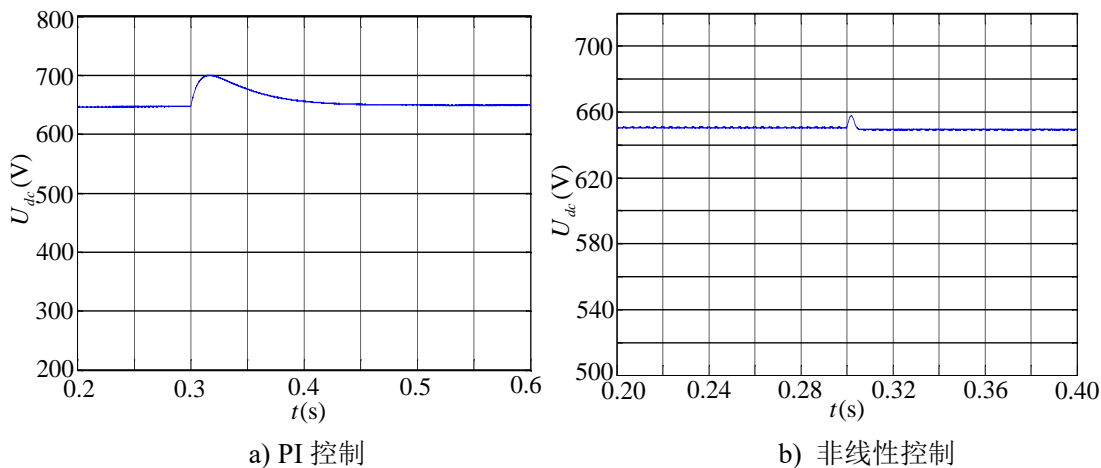


图 3-9 直流侧电压变化

分析图 3-9，对 PI 控制，如图 3-9 a)所示，可知在负载由满载切换至半载后，PI 电压控制器控制对直流电压进行调节，电压值在到达大约 800 V 后开始趋近稳态值，超调量大约为 50 V，超调率为 7.7%左右，整个响应过程持续时间大约为



0.22 s；对非线性控制，如图 3-9 b)所示，可见在负载扰动后，系统状态点由偏离切换面，电压波动为10 V，但是在滑模电压控制器下，状态运行点趋于切换面运动，直流侧电压很快回到稳态值 650 V，状态运行点又回到切换面上，整个调节过程时间在0.01 s内，超调率为 1.5%左右。可见，相比于PI线性控制，在负载扰动下，滑模变结构控制的电压外环可增强直流侧电压对外部扰动的鲁棒性，使得直流侧电压快速响应，且降低了响应超调量。

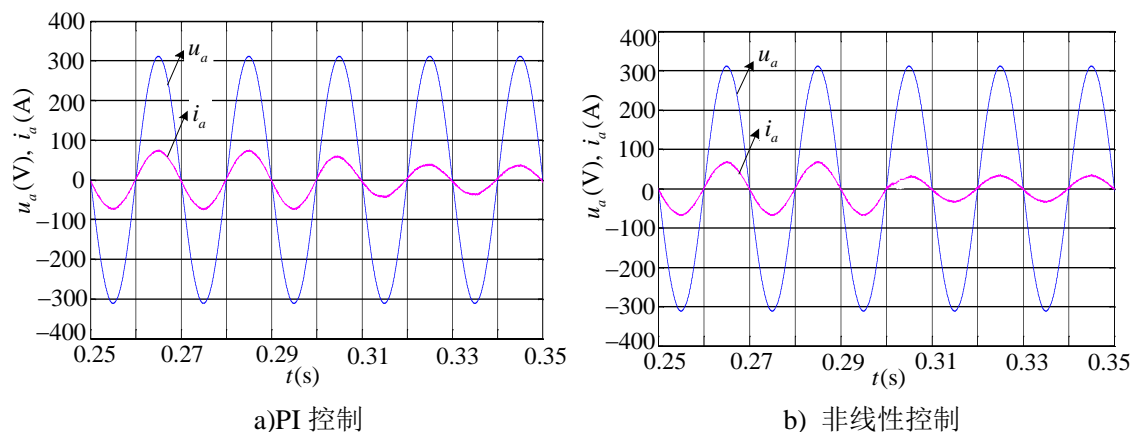


图 3-10 输入端 A 相电流变化

分析图 3-10，对 PI 控制电流环，如图 3-10 a)所示，由图可知，在时刻  $t = 0.3$  s 处负载突变切换为半载后，网侧电流经过一个时间大约为0.01 s的过渡过程；对线性化变结构控制电流环，如图 3-10 b)所示，网侧电流在扰动时刻  $t = 0.3$  s 处发生突变，切换至半载稳态，不需调节时间。对比分析两种控制方式可知，在负载扰动下，两种控制方式均能跟踪电压波形，与PI控制电流环相比，线性化变结构控制电流内环增强了网侧电流对外部扰动的鲁棒性，响应时间快。

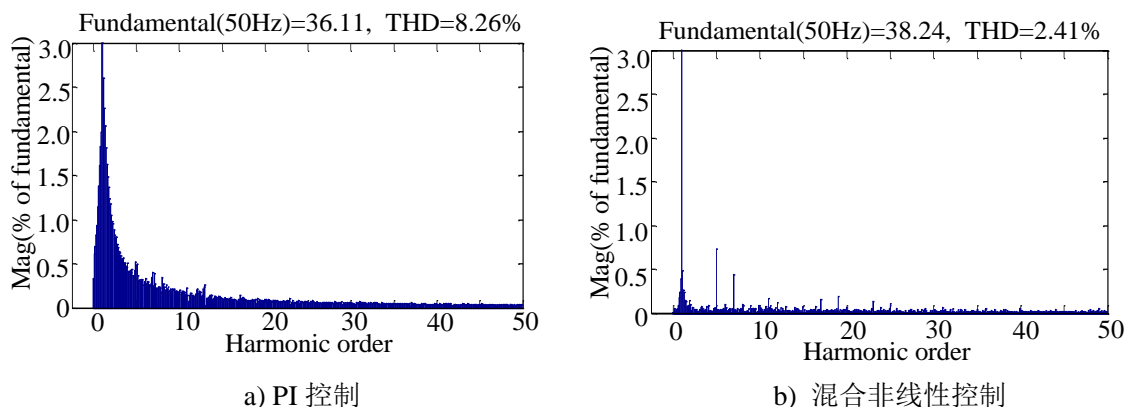


图 3-11 切载后 A 相电流 FFT 分析

分析负载扰动后的电流 FFT，对双闭环 PI 控制，如图 3-11 a)所示，电流基波为36.11 A，电流谐波畸变率 THD 为 8.26%；对双闭环非线性控制，如图 3-11 b)所示，电流基波为38.24 A，电流谐波畸变率 THD 为 2.41%，可见负载扰动下，

两种控制方式下的网侧电流谐波均有所增加，但是非线性控制对电流谐波抑制效果优于 PI 线性控制。

### (3) 直流给定电压突变

如图 3-12 所示，在系统稳定后时刻  $t = 0.3 \text{ s}$  处，直流给定电压设定值由  $650 \text{ V}$  切换为  $700 \text{ V}$ ，对 PI 控制，如图 3-12 a) 所示，电压响应过程时间大约为  $0.15 \text{ s}$  左右；对非线性控制，如图 3-12 b) 所示，电压响应时间为  $0.01 \text{ s}$ 。两种控制方式均无超调，且稳定后电压均能达到  $700 \text{ V}$ ，对比发现，在给定电压变化下，滑模控制电压外环能快速调节电压达到稳态，且响应时间优于 PI 控制。

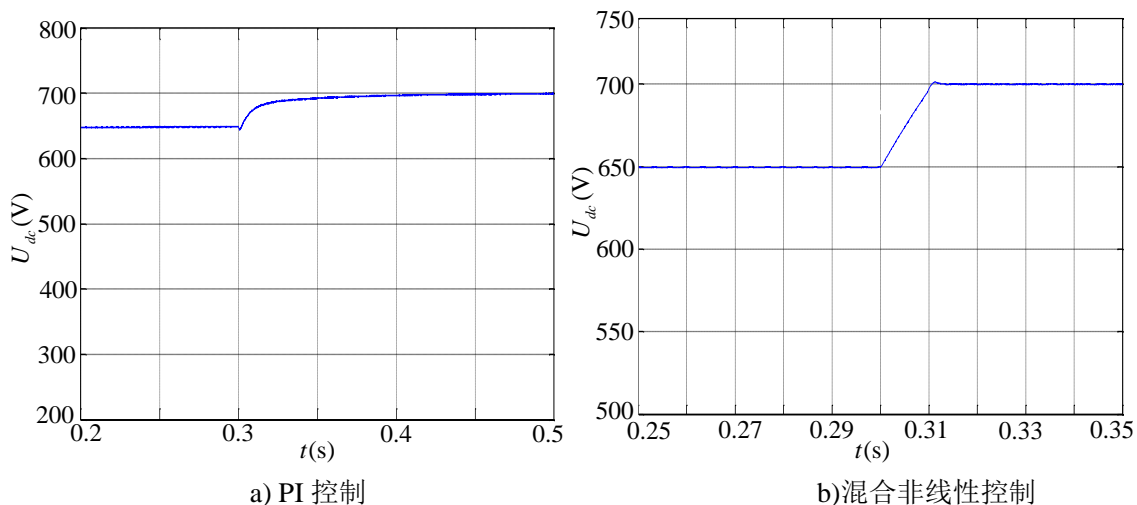


图 3-12 直流电压变化

综合以上仿真结果可知，通过与 PI 双闭环控制器对比，采用混合非线性双闭环控制的电压型 PWM 整流器，直流侧电压和交流电流启动响应快，稳态直流电压保持效果好，交流电流能实时跟踪交流电压，稳态时的电流畸变小，且在外部扰动下，如负载和给定电压值突变情况下，直流电压和交流电流均能快速切换至稳态，且扰动下的电流畸变低，可有效改善传统 PI 双闭环控制器对外部扰动敏感特性，增强系统的鲁棒性。

## 3.5 本章小结

本章以双闭环控制器结构为基础，研究电压型 PWM 整流器的线性控制方法，并指出线性控制的缺点，将非线性控制理论应用于电压型 PWM 整流器的控制器设计中，分别建立分析在两种控制方式下电压和电流控制器的设计方法，最后整定控制系数，在 MATLAB 中搭建仿真模型，验证在非线控制方法下，验证混合非线性控制的优越性，结果是满足控制要求的，为样机的研制提供了理论基础。

## 第 4 章 电压型 PWM 整流器系统设计

### 4.1 引言

由第二章对电压型 PWM 整流器主电路参数和调制方式分析，以及第三章对控策略的分析，完成对电压型 PWM 整流器系统分析，本章拟设计一台功率等级为 33 kW 的实验样机，验证系统分析的正确性。样机设计由硬件和软件设计两部分构成。

### 4.2 样机参数和系统构成

具体参数指标为：

表 4-1 样机参数指标

参数	数值
输入电压	三相 380 VAC
输入频率	50 Hz(±5 Hz)
载波频率	10 kHz
输入谐波电流	< 5%
功率因数	≥ 0.99
功率等级	33 kW
网侧电感	4 mH
直流电容	6800 μF

系统硬件系统的结构如图 4-1 所示，以功率开关管 IGBT 为主要元器件的主电路用来实现电能的 AC-DC 变换，其主要由交流侧电感、三相 IGBT 整流桥和直流侧电容构成，交流电感由式 (2-24) 和式 (2-36) 确定，取感值  $L = 4 \text{ mH}$ ，直流电容由式 (2-40) 确定，取容值  $C = 6800 \text{ μF}$ 。

采样部分主要包括过零检测以及对交流侧电流和直流侧电压、电流的采样电路，其中过零检测方便软件实现 PLL 锁相，而对各电压和电流的采样则作用于控制系统进行闭环调节<sup>[33]</sup>。

控制电路对整流器性能有较大影响，本次设计使用 TI 公司的 TMS320F38335 作为控制芯片，与之前的定点 DSP 相比，具有单精度浮点运算单元(FPU)，运算速度更快、更精确，而且具备高精度 PWM，因此调制效果跟好且综合性能提升 50%。

驱动电路则在控制电路之后，放大其输出的脉冲信号，同时隔离主电路和控制电路，驱动 IGBT 的开通和关断；软件部分则主要是处理采样电路的采样值，

将实时采样得到的电流、电压值经过预先设计的控制系统进行运算处理，求解出期望占空比值，进行闭环调节。

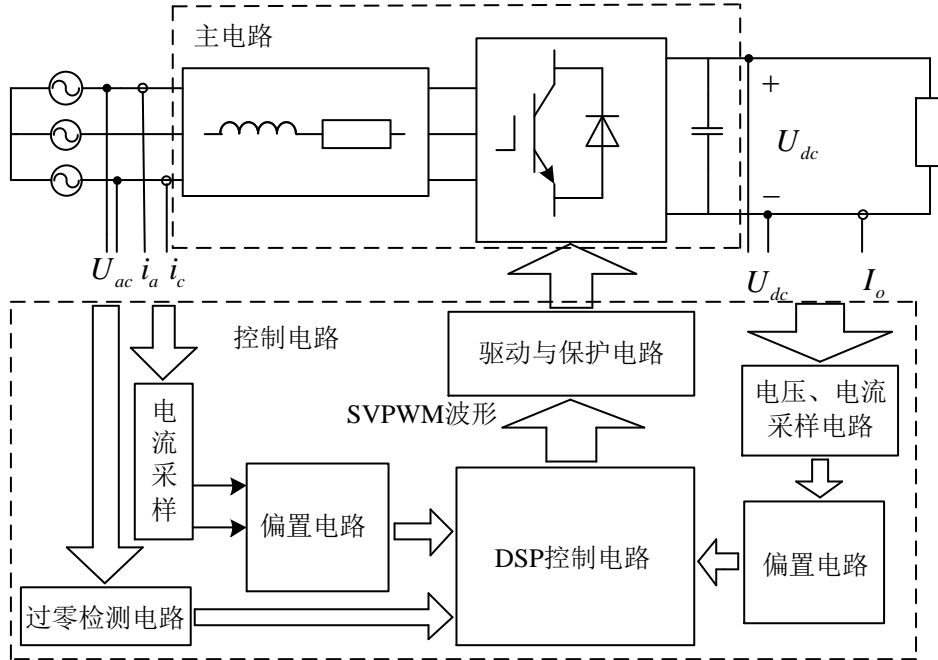


图 4-1 三相电压型 PWM 整流器的整机结构图

### 4.3 硬件电路设计

#### 4.3.1 功率开关管选择

IGBT 适用于大功率场合可用来搭建变流电路，其选择主要考虑额定电压  $U_{CE}$  与额定电流  $I_{CE}$ 。

(1) 计算  $U_{CE}$ ：考虑电网侧电压纹波等情况，取  $U_{CE} = 2U_M$ ， $U_M$  为系统稳态时外加的最大电压。

本设计中，电网侧输入线电压为 380 V，则有：

$$U_{CE} = 2U_M = 2 \times \sqrt{2} \times 380 = 1074 \text{ V} \quad (4-1)$$

(2) 计算  $I_{CE}$ ：流经 IGBT 额定电流值  $I_N$ 、电流幅值最大值  $I_{PN}$ 、过载情况  $I_{CE} = kI_{PN}$  等均对开关管选取产生约束，其中  $k = 1.5$ ，通过集电极的最大电流需满足工作范围约束<sup>[40]</sup>。

设 PWM 整流器效率  $\eta = 0.85$ ，因此可以求出输入功率：

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{33000}{0.85} \approx 38823.5 \text{ W} \quad (4-2)$$

根据输入功率即可求出最大额定电流  $I_N$ ：

$$I_N = \frac{P_i}{\sqrt{3}U} = \frac{38823.5}{\sqrt{3} \times 380} = 58.99 \text{ A} \quad (4-3)$$

故峰值电流可计算为：

$$I_{PN} = \sqrt{2}I_N = \sqrt{2} \times 58.99 = 83.41 \text{ A} \quad (4-4)$$

因此额定电流  $I_{CE}$  为：

$$I_{CE} = kI_{PN} = 1.5 \times 83.41 \text{ A} \quad (4-5)$$

根据上面的计算结果和实际条件，本设计功率开关管采用英飞凌公司的 6 管集成模块 FS150R12KT3，最大电压为 1200 V，最大通态电流为 150 A，其内部封装有热敏电阻，可检测模块温度，方便过温保护的设计。

因为 IGBT 开通以后，其关断速度比较快且电流也比较大，此时的电流变化率  $di/dt$  较大，若主电路的杂散电感很大，那么 IGBT 开关管的集射极两端会产生比较大的感应电动势，可能会超过其耐压值而导致 IGBT 击穿，此时可通过设计 RCD 吸收电路来保护 IGBT<sup>[40]</sup>，如图 4-2 所示，根据参考文献<sup>[41]</sup>这里设计参数为  $C_s = 0.1 \mu\text{F}$ ， $R_s = 33 \Omega$ 。

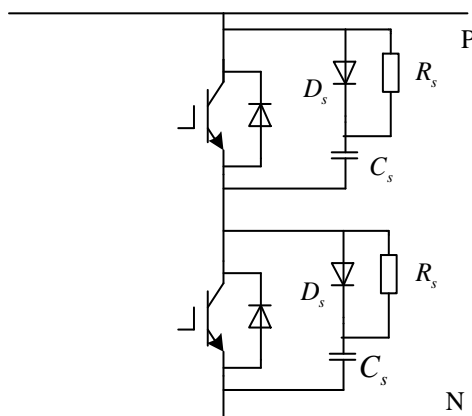


图 4-2 RCD 吸收电路

### 4.3.2 熔断器选择

因为三相电源为市电，那么对整机进行短路故障保护是必要的。这里选用快速熔断器作为短路保护装置，这种熔断器常配合空气开关用于整流装置的进线端的短路保护，其型号选择主要考虑三个指标：额定电流、额定电压和分段能力。前两个参数可根据变流器网侧的额定输入电流和电压进行选择，且熔断器的额定电压  $U_e$  应大于其熔断后两端故障电路的外部交流电压，并考虑电网的电压波动上限(一般为 +15%)，额定电压  $U_e$  由式 (4-6) 确定，考虑实际情况和裕量将额定电压选取为 500 V。

$$U_e = 1.15U \quad (4-6)$$

式中  $U$  ——交流侧进线电压有效值，

额定电流  $I_e$  应留有一定的裕量，以进线端流过熔断器的电流有效值  $I$  为参考量，有下式成立：

$$I_e = kI \quad (4-7)$$

式（4-7）中，系数  $k$  一般取 1.2，且进线电流有效值与直流侧电流  $I_{dc}$  关系为：

$$I = 0.816I_{dc} \quad (4-8)$$

那么，额定电流可根据式（4-9）结合实际确定为 60 A：

$$I_e \geq 1.2 \times 0.816I_{dc} \quad (4-9)$$

### 4.3.3 过零检测电路

如图 4-3 所示是过零检测电路的具体电路，电路主要实现对电网频率的锁相，产生与电网频率同步的信号，确定输出 PWM 控制波形的相位，实现电网电压与电流的同相，对整个装置进行实时控制。

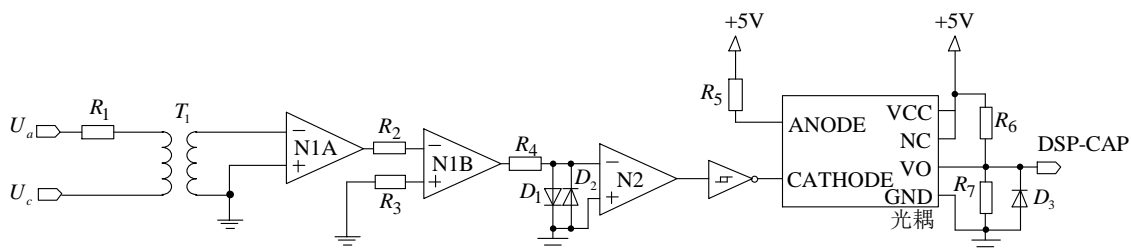


图 4-3 过零检测电路

图 4-3 中，电网端信号经过电压互感器进行电压比例变换后，通过比较器 N1A 与采样电阻  $R_1$  组成的采样电路形成采样电压，采样后的电压值经过  $R_2$ 、 $R_3$  和 N1B 组成的比例放大电路放大后，在通过比较器 N2A 形成需要的方波。方波信号经过反向施密特触发器优化后变得更加稳定，在通过后一级的光耦限幅后，得到可被 DSP 的 CAP 引脚接收处理的电压采样信号。

### 4.3.4 采样电路

本设计电流采样选用霍尔元件作为采样元件，采用 LEM 公司的 HAS50-S 电流传感器，该器件额定采样电流为 50 A，可测量的最大电流为 150 A，电流传输比为 1000:1，精度为 1%；直流侧输出电压采用的是 LEM 公司的 LV-100 电压传感器，其原边额定电流为 10 mA，精度为 0.7%，转化率为 10000:2000，两种传感器均需由  $\pm 15$  V 电源供电，输出电流信号。

如图 4-4 和图 4-5 所示分别为交流和直流电流采样电路，比较两图可知，由

于交流采样信号会出现负值，而能被 DSP 识别处理的采样电平是正值，通过合理设计采样电路，调整采样电阻和比例环节，同时在采样信号在进入 DSP 之前并联置了一 3 V 的直流电压，抬高了采样电平，输出端也设计了 3.3 V 的钳位二极管，使得最终送入 A/D 采样端口的电平处在 0~3 V 的范围内<sup>[27]</sup>。

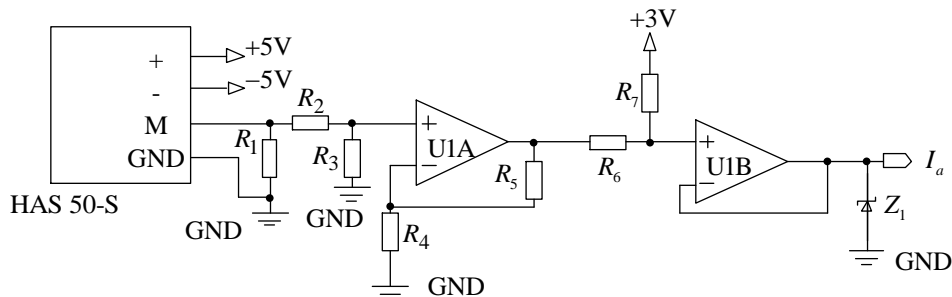


图 4-4 交流电流采样电路

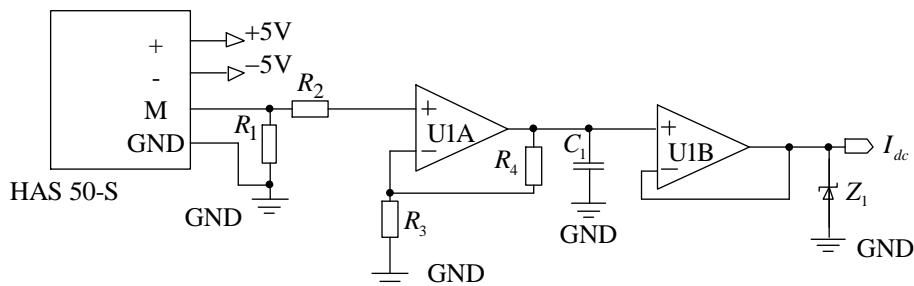


图 4-5 直流电流采样电路

### 4.3.5 驱动电路

因为 DSP 输出的脉冲信号是 0~3 V 的低电平信号，不足以驱动 IGBT；同时三相 PWM 整流器的主回路应与驱动脉冲信号相互隔离，保证 IGBT 可靠工作，使得系统可靠运行<sup>[42]</sup>。图 4-6 所示为驱动电路设计原理图，其中选用的驱动器件为 HCPL-3167，PWM 输入信号经芯片内部光耦隔离，再经推挽电路进行功率放大，驱动 IGBT 模块。

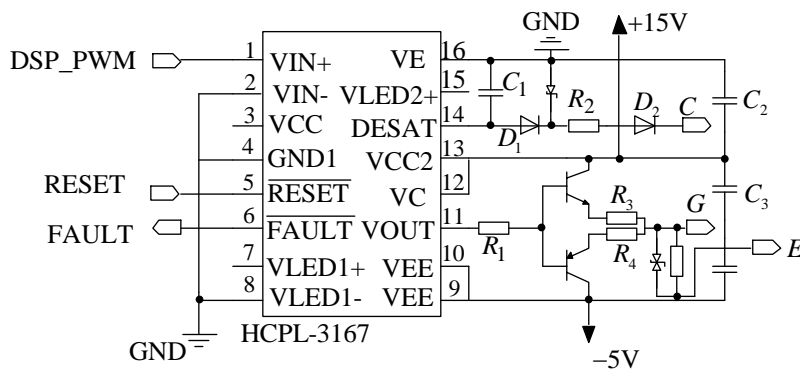


图 4-6 驱动电路

### 4.3.6 控制电路

本设计选用 TI 公司生产的 DSP，型号为 TMS320F28335，它的主频设置为 150 MHz，采用 32 位浮点运算，精度高，与 TMS320F2812 比，其运算速度更快；在内部存储空间上，它拥有 256 K×16 的 Flash 存储器和 34 K×16 的 SRAM 存储器，完全满足数据空间的需求，且在调试时刻先在 RAM 中运行调试，方便修改，待调试完毕再将程序导入 Flash 中，使得掉电后不丢失程序，缩短调试时间；从系统外设的需求来看，该 DSP 有 3 个 32 位的定时器 Timer，本设计只需一个 100  $\mu$ s 的中断，故使用定时器 0 就可满足要求<sup>[43]</sup>；对于 A/D 模块其拥有 16 通道和 12 位采样，且采样率高达 12.5 MSP，本设计需采集三相电流和电压、直流侧电压和温度等模拟量，A/D 模块完全满足要求；此外，芯片内部还集成了高精度 PWM 产生模块，故产生的 PWM 波形质量大大提高<sup>[44, 45]</sup>。

根据系统对控制电路的需求，控制板包含了晶振电路、复位电路、JTAG 接口电路、通讯接口电路、开关量处理电路等模块，具体组成如图 4-7 所示。

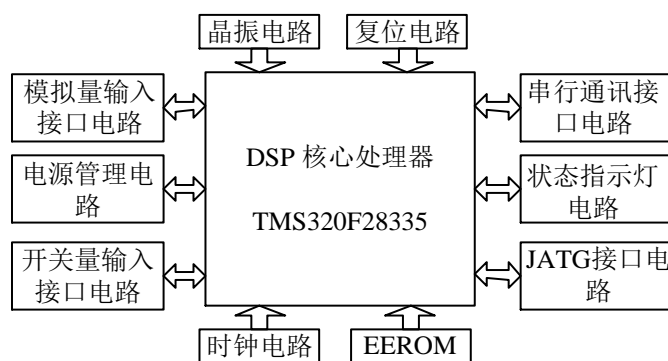


图 4-7 DSP 控制板的组成框图

## 4.4 软件设计

三相电压型 PWM 整流器的软件设计借助 TMS320F28335 数字控制平台，程序设计由主程序与子程序两部分构成，其中主程序完成外设及变量的初始化，子程序包含中断和运算服务子程序，共同完成中断服务运算功能，控制算法、故障处理等功能。

### 4.4.1 主程序设计

如图 4-8 a)所示是主程序的流程图，其功能主要是对各个模块所用到的芯片资源进行初始化，包括 ePWM 模块、ADC 模块和调节器等，一开始先关断全局中断，然后对寄存器进行配置，初始化芯片内部时钟、各管脚和中断向量表，最后进入死循环，等待 AD 捕获，使得程序进入采样中断，判断标志位 AD 的值决



定是否调用运算程序计算采样值的控制计算，置  $AD = 0$  并输出 PWM 波形。

#### 4.4.2 中断服务子程序

中断服务子程序标志控制开始，如图 4-8 b)所示，其功能主要是根据采样值对系统进行保护，只有在判断工作条件正常后，才会进入到运算子程序完成控制功能，主要包括过流、过压以及过温等保护，保护程序在判定样机故障或者运行条件不正常后返回故障信号给 DSP，在经过处理后 DSP 封锁 SVPWM 信号并设计相关程序来储存故障数据方便调试。当系统正常时，对采集的数据进行处理，调用非线性控制算法程序，最后经过 SVPWM 算法程序，输出 PWM 控制信号。

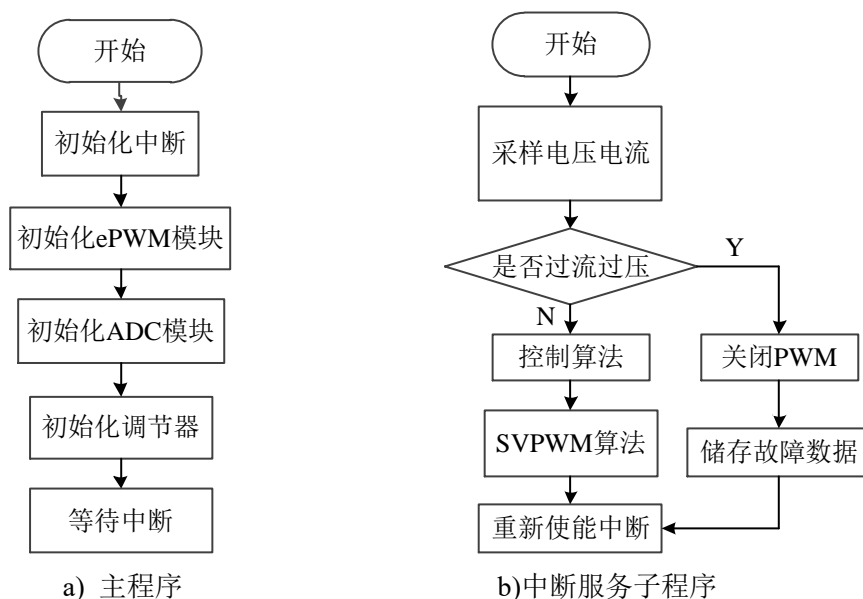


图 4-8 主程序和中断服务子程序流程图

#### 4.4.2 运算服务子程序

运算服务子程序包含控制算法程序和 SVPWM 算法。控制算法程序是控制的核心，如图 4-9 所示，其要实现的目标包括两方面：一是滑模变结构控制电压外环；另一方面是基于线性化变结构控制电流内环。前者控制直流输出电压恒定且无静差跟踪电压给定值，并输出指令电流；后者控制电流快速跟踪电压环输出的指令电流，实现电压型 PWM 整流器网侧电流与网侧电压同步且正弦化。

滑模变结构控制电压外环输入为 AD 采样的直流电压和负载电流，再结合给定参考电压大小和网侧电压大小，通过滑模变结构控制率，获得满足负载电流和直流电压稳定要求的电流大小，并对其进行限幅处理，得到指令电流值。

线性化变结构控制电流内环输入为电压外环指令电流和 AD 采样的网侧电流，网侧电流经过坐标变换转换为两相旋转坐标系下的  $dq$  分量，在计算出  $d$  轴和  $q$  轴

电流误差并判断正负，结合交流侧电感大小和网侧电压大小，通过线性化变结构控制率，得到  $d$  轴和  $q$  轴电压跟踪指令值，最后通过 Park 变换将电压跟踪值转换为三相静止坐标系下的三相电压参考值，即为 SVPWM 的扇区判断子程序的输入变量。根据 2.5 节的分析，先在程序中计算  $N$  值，确定空间电压矢量所处扇区，然后计算各矢量作用时间，进而分配给事件管理器输出对应的 PWM 控制信号。

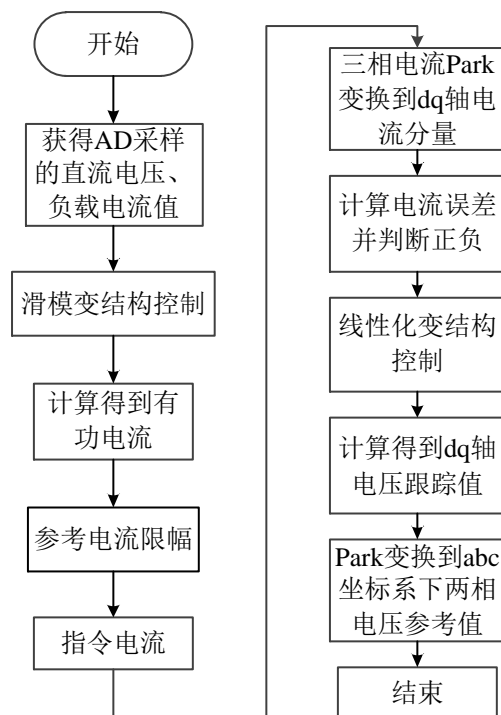


图 4-9 控制算法程序

## 4.5 本章小结

基于第二章和第三章对电压型 PWM 整流器的整体分析，本章侧重双闭环控制的电压型 PWM 整流器的工程实现，从硬件电路和软件程序两方面对 33 kW 电压型 PWM 整流器进行设计，基于 DSP 数字控制芯片完成电压型 PWM 整流器的工程实现。

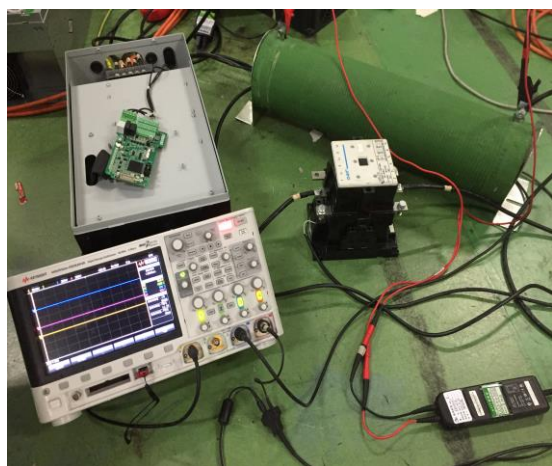
## 第 5 章 实验研究

### 5.1 引言

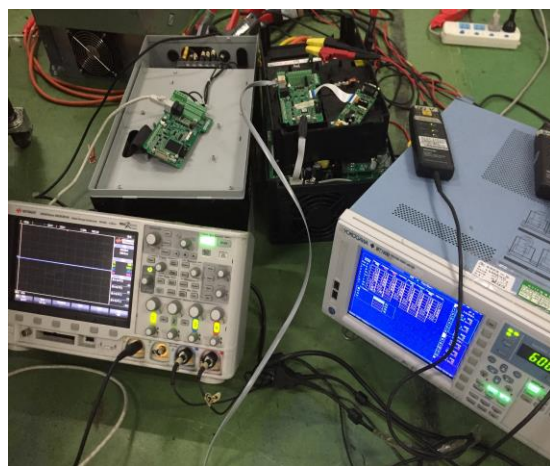
在完成电压型 PWM 整流器系统设计后，33 kW 实验样机并搭建实验平台，分别在阻性负载和逆变器非线性负载下进行实验研究，对实验波形进行分析，得出实验结论。

### 5.2 实验平台

如图 5-1 所示，搭建阻性负载和逆变器负载实验平台，进行动稳态实验，验证本文所用设计思路和方法。本实验所用的实验设备主要有万用表、电流钳、高压差分探头、功率分析仪等，为清晰观察波形，这里示波器均设置为高分辨率模式。



a) 阻性负载实验平台



b) 逆变器负载实验平台

图 5-1 实验平台

### 5.3 实验分析及结论

#### (1) 启动特性

如图 5-2 所示是样机的空载启动时直流侧电压和交流侧电流的波形，其中通道 1 是交流侧电流，通道 4 是直流侧电压。由图可知，空载条件下，直流侧电压能快速到达指令电压值 650 V，启动响应时间约为 200 ms，样机具有良好的空载启动特性。

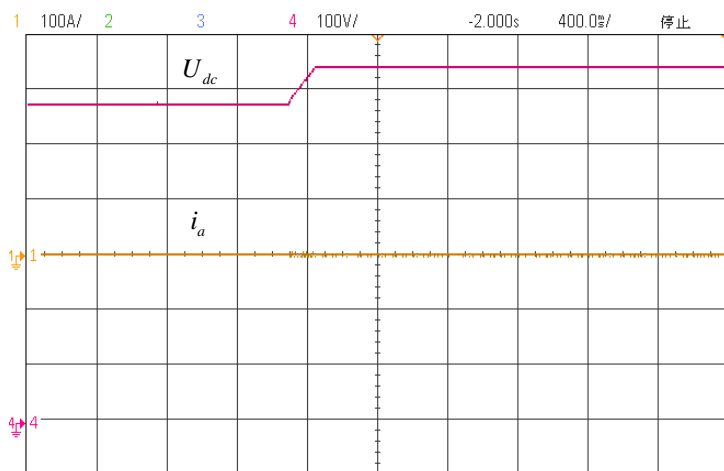


图 5-2 空载启动直流侧电压和交流侧电流波形

## (2) 阻性负载

由于实验条件限制，只对阻性负载只进行了带 8 kW 的  $6\ \Omega$  阻性负载实验，直流侧电压和交流电流的启动波形如图 5-3 所示，稳态后的交流侧电流和电压波形如图 5-4 所示。

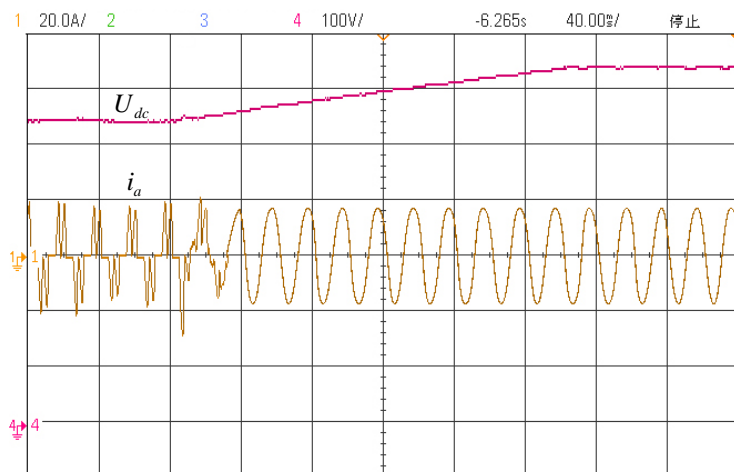


图 5-3 阻性负载直流侧电压和交流侧电流波形

分析图 5-3，在 PWM 整流方式启动前，与 IGBT 并联的二极管进行不控整流，此时电流波形是含有大量谐波的脉动波，若以图中起点为参考时间零点，由图可知，在 100 ms 处启动 PWM 整流，电流几乎没有过渡时间切换至 PWM 整流，直流侧电压接近 200 ms 内由不控整流下的大约 540 V 上升至电压指令值 650 V，整个直流电压响应的切换过程比较平缓，没有超调，可见，在阻性负载下，非线性混合控制的 PWM 整流器具有良好的带载启动特性。

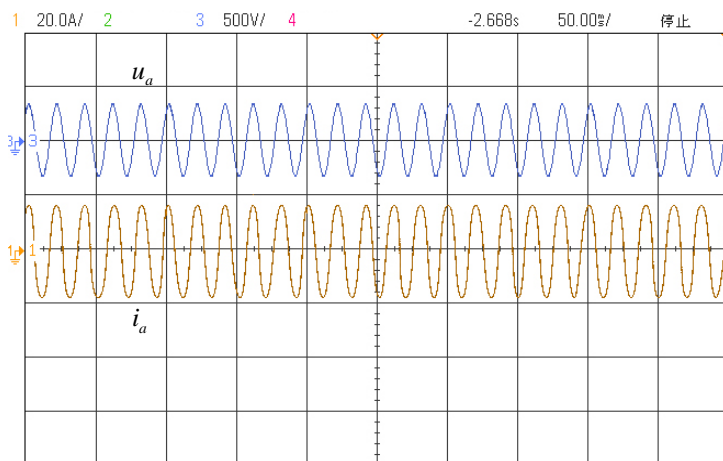


图 5-4 阻性负载交流侧电流和电压波形

分析图 5-4，图中的 1 通道为交流电流，3 通道为交流电压，由图可知，在线性负载下，PWM 整流器处于稳态时，交流侧电流波形实现正弦化，电流毛刺小，且在每个周期内无相差跟随电压波形，可见，在阻性负载下，非线性混合控制的 PWM 整流器具有良好的稳态特性。

### (3) 逆变器非线性动态负载

逆变器功率等级为 30 kW，逆变后的三相交流为 380 V，驱动功率为 28 kW 的电力对拖机组，模拟实际变频器系统。在逆变器负载下，对 PWM 整流工作方式的切换进行研究，如图 5-5 和图 5-6 所示。

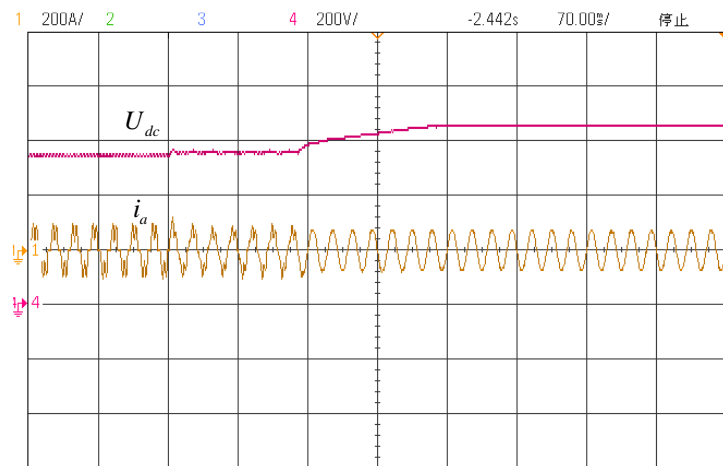


图 5-5 逆变器负载下二极管整流切换至 PWM 整流

二极管不控整流切换至 PWM 整流类似于样机的空载和阻性负载启动过程，由于所带负载为逆变器非线性负载，逆变器直流侧电压在小范围波动，可将系统所带负载处于小扰动下的动态负载。分析图 5-5 可知，在不控整流方式下，直流侧电压波动较大，网侧电流波形质量不好，畸变较严重，若将图中起点看作时间零点，那么在接近 280 ms 时刻，整流方式切换为 PWM 整流，交流电流响应与空

载和阻性负载相似，电流波形瞬间实现正弦化，但直流侧电压过渡过程与线性阻性负载相比明显缩短，整个响应过程不到 140 ms，且到达整定值 650 V 后证明滑模变结构控制在输入输出线性化控制的配合下可使系统对时变动态响应具有更好的调整效果。同理可分析图 5-6。

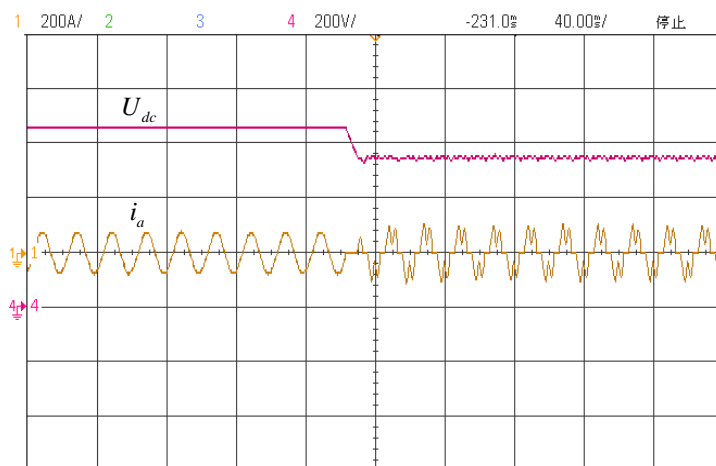


图 5-6 逆变器负载下 PWM 整流切换至二极管整流

在逆变器负载下，如图 5-7 和图 5-8 所示，分别是稳态下直流电压与交流电流波形、交流电流与电压波形，图 5-9 是稳态后的功率因数和谐波测试。

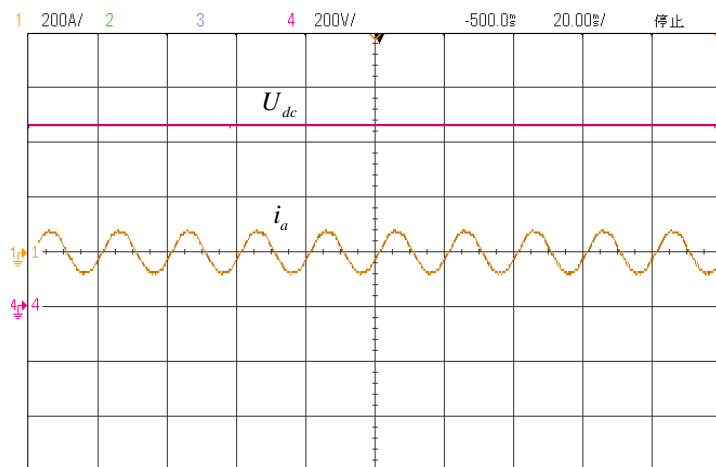


图 5-7 稳态时直流电压与交流电流

分析图 5-7 和图 5-8 可知，当负载为非线性负载逆变器时，直流侧电压失踪稳定保持在给定电压值 650 V，可见，滑模变电压环对直流电压有良好的稳态控制效果，系统状态点维持在滑模切换面上；交流电流实现正弦化控制，且和交流电压保持同相位，毛刺较少，体现线性化变结构电流环对交流电流的实时跟踪效果。

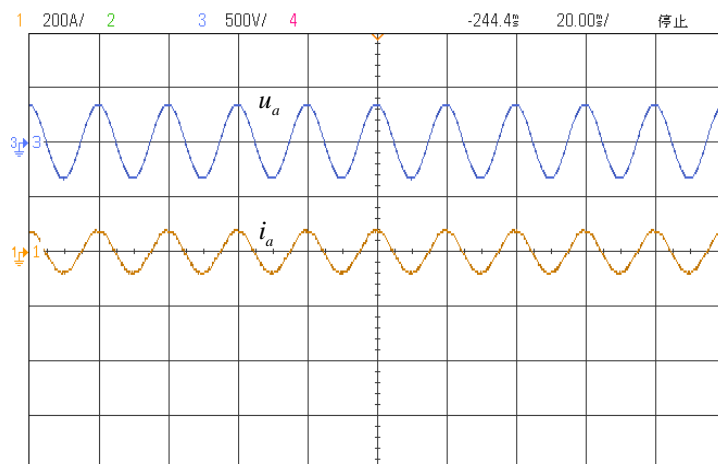


图 5-8 稳态时交流电流与电压

分析图 5-9，稳态后 PWM 整流器的交流电流有效值为 50.47 A，在功率因数方面，有功功率为 35.34 kW，无功功率为 -0.08 Kvar，视在功率为 35.38 kW，功率因数高达 0.999，说明尽管变频器系统中功率存在感性分量，但是基于非线性电流内环控制的 PWM 整流器可有效降低无功分量，实现 PWM 整流器单位功率因数运行；在网侧电流谐波方面，基波电流占比高达 99.97%，通过进一步测试网侧总谐波畸变率为 2.87%，完全满足谐波标准 5%以下，可知，在动态非线性负载下，输入输出变结构电流内环控制可有效降低网侧无功分量，实现 PWM 整流器单位功率因数运行，电流对电压具有良好的跟踪效果，极大降低网侧谐波含量。

fPLL1:U2 49.99 Hz		Order	I1 [A]	hdf[%]	Order	I1 [A]	hdf[%]
UrmsΣA	404.7 V	Total	50.34		dc	-----	-----
IrmsΣA	50.47 A	1	50.33	99.97	2	0.81	1.61
PΣA	35.34 kW	3	0.27	0.55	4	0.26	0.51
SΣA	35.38 kVA	5	0.74	1.47	6	0.19	0.37
QΣA	-0.08 kvar	7	0.22	0.44	8	0.06	0.12
λΣA	0.999	9	0.03	0.05	10	0.03	0.06
		11	0.06	0.11	12	0.02	0.03
		13	0.06	0.11	14	0.02	0.04
		15	0.02	0.05	16	0.02	0.04
		17	0.01	0.02	18	0.03	0.06
		19	0.02	0.04	20	0.01	0.01
		21	0.01	0.03	22	0.01	0.02
		23	0.01	0.02	24	0.00	0.01
		25	0.01	0.02	26	0.01	0.01
		27	0.01	0.01	28	0.01	0.01
		29	0.01	0.01	30	0.01	0.01
		31	0.00	0.01	32	0.01	0.01
		33	0.00	0.01	34	0.01	0.01
		35	0.00	0.01	36	0.00	0.01
		37	0.00	0.01	38	0.00	0.01
		39	0.00	0.01	40	0.00	0.01

图 5-9 THD 和功率因数测试

综合以上各实验结果和分析发现，针对本文基于非线性双闭环控制结构的电压型 PWM 整流器，得出电压控制和电流控制两方面结论。

(1) 在电压环控制方面，通过各负载启动和工作切换动态实验，直流电压启动响应均在 300ms 以内且无超调，证明电压环响应速度快，对动态响应超调小，通过对稳态下运行状态分析，直流电压保持给定值不波动，验证滑模控制的电压控制器具有动态响应快和鲁棒性强的特点系统稳态良好的调节效果，且通过逆变器实验，证明负载小范围波动对直流电压影响小，滑模变结构电压环增强系统的鲁棒性响应，与仿真分析结果一致。

(2) 在电流环控制方面，通过启动和工作切换动态实验，交流电流能瞬间响应到达稳态值，证明线性化变结构电流控制器响应速度快，对动态响应超调小；通过对稳态下运行状态分析，交流电流能精确跟踪交流电压，波形实现正弦化；通过对逆变器负载下功率因数分析，电流环能有效降低网侧无功分量，系统功率因数高达 0.99 以上，实现单位功率运行；通过对逆变器负载下谐波电流分析，总 THD 为 2.87%，输入输出变结构电流控制器能有效减小电流谐波，改善网侧电能质量。

因此，基于非线性控制的双闭环控制的电压型 PWM 整流器，实验效果与仿真结果一致，具有良好的动稳态和抗扰特性。

## 5.4 本章小结

本章在对电压型 PWM 整流器系统分析和设计基础上，完成 33 kW 实验样机和实验平台搭建，分别进行空载和阻性负载实验，并模拟实际变频器系统，进行了非线性负载逆变器实验，各负载下的暂稳态分析结果与仿真分析一致，证明基于双闭环结构非线性控制的电压型 PWM 整流器具有优良的整流效果，能实现高功率因数运行。



## 结 论

作为一种“绿色”的变流装置，PWM 整流器可从根本上解决谐波问题。本文在谐波治理研究背景下，基于双闭环控制的三相电压型 PWM 整流器进行深入分析，将非线性控制理论引入控制系统，对系统参数进行分析、控制对比、仿真实验和系统平台实验，验证非线性控制策略在整流器系统中的可行性和有效性。

论文研究的主要内容及结论如下：

(1) 基于三相电压型 PWM 整流器，深入细致地分析了工作原理和运行特性，建立其在三种不同坐标系下的数学模型，研究主电路电感和电容为满足跟踪特性所满足的条件，并得出各自的取值范围表达式；从整流器的八种不同开关组合入手，分析 SVPWM 的实现方式，并从电压入手，给出一种新颖的电压差值 SVPWM 实现方式，简化 SVPWM 计算过程，将其应用于本文仿真和样机设计中。

(2) 基于双闭环控制结构，分析了前馈解耦的 PI 线性控制方法，并指出其缺陷，将非线性控制理论应用于三相电压型 PWM 整流器系统，根据滑模控制理论设计电压控制器，得到电压环控制框图；根据反馈线性化理论设计电流控制器，推导在加入不确定扰动下的控制率。

(3) 在 Matlab/Simulink 仿真环境下，搭建了基于混合非线性控制方法和传统 PI 控制策略的电压型 PWM 整流器系统模型。对包含有系统启动、稳态运行、负载变化、直流电压给定变化四种不同条件，进行全面的仿真验证，得出了在双闭环控制器结构下，PWM 整流器在混合非线性控制方式下的直流侧电压响应速度更快，超调更小，跟踪特性更好，电流谐波小，响应时间更快的结论。

(4) 设计了以 TMS320F28335 为控制核心的 33 kW 实验样机，搭建实验平台，在该平台上对基于混合非线性控制策略的整流器系统进行了实验研究，通过分析在两种负载条件下的实验结果，验证了本文提出的混合非线性控制方法可行性，且 PWM 整流器在该控制策略下具有良好的暂稳态特性。

由于作者知识水平、时间和实验条件有限，还有很多方面有待进一步研究，本课题还需进一步完善的问题：

(1) 本文提出的基于双闭环结构的非线性控制策略，其电流环中的交流电压  $dq$  分量直接给定，若电网电压发生突变或处于不平衡状态，相应的电压参考值必然发生改变，对网侧电流有很大影响，可对该方面作进一步研究和改进。

(2) 本文虽搭建了变频器实验平台，但未能对基于 PWM 整流器和逆变器的变频器系统进行深入研究，有待进一步完善。

## 参考文献

- [1] 陈学梅. 谐波治理技术的适用性[J]. 电气应用, 2016, 36(18): 16.
- [2] 黄江波, 王万宝. 三相电压型SVPWM整流器的研究与设计[J]. 山西电子技术, 2010, (04): 75-78.
- [3] 许鹏. PWM整流控制策略研究[D]. 哈尔滨工程大学, 2013: 2-16
- [4] 程启明, 程尹曼, 王鹤霖, 等. 三相电流型PWM整流器的控制方法发展综述[J]. 华东电力, 2013, (02): 405-411.
- [5] 钟炎平, 陈耀军, 吴胜华. 三相电压型PWM整流器的稳定性研究[J]. 电气自动化, 2013, (02): 10-12.
- [6] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Trzynadlowski A M. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2003, 18(6): 1390-1396.
- [7] Wang M, Shi Y, Qi Z, et al. Current predictive control of three-phase voltage source PWM rectifiers under unbalanced grid voltage conditions[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control. 2017, 7(39): 976-986.
- [8] Lam C S, Wong M C, Han Y D. Hysteresis current control of hybrid active power filters[J]. IET Power Electronics. 2012, 5(7): 1175-1187.
- [9] 朱忠鹏, 李良光, 徐倩楠. 基于滑模控制的三相可逆PWM整流器研究[J]. 煤炭工程, 2014, (3): 112-114.
- [10] 高日辉, 陈燕, 马春燕, 等. 基于滑模控制的三相PWM整流器结构设计与性能仿真[J]. 太原理工大学学报, 2018, (02): 258-263.
- [11] 杨玉波, 谢运祥. 三相PWM整流器的滑模控制和反馈线性化[J]. 电力电子技术, 2014, (11): 66-67.
- [12] Geetha N, Parvathy S, Sindhu Thampatty K. Output voltage regulation of controlled rectifiers using feedback linearization control algorithm[C]// IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems. Kollam: IEEE, 2017:1-7.
- [13] Hadri-Hamida A, Allag A, Mimoune S M. Adaptive nonlinear control of ac-dc PWM converter feeding induction heating[J]. Advances in Modelling and Analysis C. 2008, 1-2(63): 40-51.
- [14] Lee D C. Advanced nonlinear control of three-phase PWM rectifiers[J]. IEE Proceedings: Electric Power Applications. 2000, 5(147): 361-366.
- [15] Huang L, Yu L, Quan S, et al. Design of voltage loop for three-phase PWM rectifier based on single neuron adaptive PID control[C]// 32nd Youth Academic

- Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC). Hefei: IEEE, 2017:171-175.
- [16] Fekik A, Denoun H, Benamrouche N. A fuzzy-logic based controller for three phase PWM rectifier with voltage oriented control strategy[J]. International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing. 2015(9): 412-419.
- [17] Yin Q, Lu R, Wang Q, et al. Research on the neural network based adaptive PI controller of LCL-Filtered voltage source rectifier[J]. Journal of Computational and Theoretical Nanoscience. 2015, 7(12): 1317-1322.
- [18] 李伟龙. 基于DSP的三相电压型PWM整流器的设计和研究[D]. 华南理工大学, 2014: 7-19
- [19] Qi W, Wang H, Tan X, et al. A novel active power decoupling single-phase PWM rectifier topology[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort Worth: IEEE, 2014:89-95.
- [20] Hao M, Sun L, Yao Z, et al. The Simulation of SVPWM Rectifier[C]// International Symposium on Computer, Consumer and Control. Taichung,Taiwan: 2014:642-645.
- [21] Hedayati M H, Acharya A B, John V. Common-Mode Filter Design for PWM Rectifier-Based Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2013, 28(11): 5364-5371.
- [22] 黄勇, 谢运祥, 王绍煦, 等. 基于DSP的高性能单位功率因数整流器[J]. 电气传动, 2010, (06): 43-45.
- [23] Hartmann M, Ertl H, Kolar J W. EMI Filter Design for a 1 MHz, 10 kW Three-Phase/Level PWM Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2011, 26(4): 1192-1204.
- [24] Gu L, Jin K. A Three-Phase Isolated Bidirectional AC/DC Converter and its Modified SVPWM Algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2015, 30(10): 5458-5468.
- [25] Lauria D. Design and control of an advanced PV inverter[J]. Solar Energy. 2014, 110: 533-542.
- [26] 陈国璋, 卢泉, 卢子广. PWM整流器瞬时功率PI控制与电流解耦控制[J]. 广西大学学报(自然科学版), 2011, (6): 1023-1029.
- [27] Ben Said-Romdhane M, Naouar M W, Slama-Belkhodja I, et al. Sliding Mode Direct Power Control of three-phase PWM boost rectifier using a single DC current sensor[M]. IEEE Industrial Electronics Society, 2013, 1266-1271.
- [28] Yang H, Zhang Y, Liang J, et al. Sliding-Mode Observer Based Voltage-Sensorless Model Predictive Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2018, 65(7): 5550-

5560.

- [29] Guzman R, de Vicuna L G, Morales J, et al. Sliding-Mode Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Operating at Fixed Switching Frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016, 31(1): 758-769.
- [30] Yang H, Zhang Y, Liang J, et al. Sliding-Mode Observer Based Voltage-Sensorless Model Predictive Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Grid Conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2018, 65(7): 5550-5560.
- [31] 陆翔, 谢运祥, 桂存兵, 等. 基于多滑模变结构控制的三相PWM整流器非线性控制[J]. 电工技术学报, 2016, (04): 79-87.
- [32] Yan G, Yu H. Coordinated control of sliding mode and Hamiltonian for PWM rectifier[C]// Chinese Automation Congress (CAC). Jinan: IEEE, 2017:162-167.
- [33] 孙成景, 葛立峰. 基于滑模控制的三相电压型PWM整流器的设计[J]. 电力电子技术, 2013, (11): 38-40.
- [34] Xia C, Geng Q, Gu X, et al. Input-Output Feedback Linearization and Speed Control of a Surface Permanent-Magnet Synchronous Wind Generator With the Boost-Chopper Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2012, 59(9): 3489-3500.
- [35] Lei J, Khalil H K. Feedback Linearization for Nonlinear Systems With Time-Varying Input and Output Delays by Using High-Gain Predictors[J]. IEEE Transactions on Automatic Control. 2016, 61(8): 2262-2268.
- [36] Xia J, Guo Y, Dai B, et al. Sensor Fault Diagnosis and System Reconfiguration Approach for an Electric Traction PWM Rectifier Based on Sliding Mode Observer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications. 2017, 53(5): 4768-4778.
- [37] 董必锋, 杜贵平, 朱天生. 三相PWM整流器反馈线性化解耦与滑模控制[J]. 电力电子技术, 2016, (8): 5-7.
- [38] 杨培志, 张晓华, 陈宏钧. 三相电压型PWM整流器模型准线性化[J]. 电工技术学报, 2007, (08): 28-35.
- [39] Arora S, Balsara P T, Bhatia D K. Input-Output Linearization of a Boost Converter with Mixed Load (Constant Voltage Load and Constant Power Load)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2018: 1-2.
- [40] Yang H, Zhang Y, Zhang N, et al. A voltage sensorless finite control set-model predictive control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering. 2016, 2(2): 52-59.
- [41] Zhang F, Yang X, Xue W, et al. A fast IGBT model considering the dynamic performance of both IGBT and antiparallel diode[C]// IEEE Applied Power

- Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio: IEEE, 2018:276-279.
- [42] Mahato B, Thakura P R, Jana K C. Hardware design and implementation of Unity Power Factor Rectifiers using microcontrollers[C]// 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE). Kurukshetra: IEEE, 2014:1-5.
- [43] 刘高源. 基于DSP的高功率因数PWM整流器设计[D]. 山东大学, 2016: 32-49
- [44] Kwon B H, Min B. A fully software-controlled PWM rectifier with current link[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1993, 40(3): 355-363.
- [45] 黄勇, 谢运祥, 王绍煦. 基于输入输出线性化电流控制的PWM整流器[J]. 电力电子技术, 2010, (01): 93-94.

# 哈尔滨工业大学学位论文原创性声明及使用授权说明

## 学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的学位论文《基于双闭环控制的三相电压型PWM整流器的设计与研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读学位期间独立进行研究工作所取得的成果，且学位论文中除已标注引用文献的部分外不包含他人完成或已发表的研究成果。对本学位论文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。

作者签名：尹志贵 日期：2018年7月11日

## 学位论文使用权限

学位论文是研究生在哈尔滨工业大学攻读学位期间完成的成果，知识产权归属哈尔滨工业大学。学位论文的使用权限如下：

(1) 学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，并向国家图书馆报送学位论文；(2) 学校可以将学位论文部分或全部内容编入有关数据库进行检索和提供相应阅览服务；(3) 研究生毕业后发表与此学位论文研究成果相关的学术论文和其他成果时，应征得导师同意，且第一署名为哈尔滨工业大学。

保密论文在保密期内遵守有关保密规定，解密后适用于此使用权限规定。

本人知悉学位论文的使用权限，并将遵守有关规定。

作者签名：尹志贵 日期：2018年7月11日

导师签名：王素娟 日期：2018年7月11日

## 致 谢

衷心感谢导师王毅教授对本人的精心指导，导师渊博的知识、严谨的治学精神、勤恳的工作作风、真诚的为人态度，给了我深刻的启迪与影响。导师不仅在学术上给予我认真的指导，而且，在为人处世上也给予了我许多教诲，使我受益不尽。导师深厚如此，终生难忘。在此祝愿导师身体健康，事事如意！

特别感谢陈硕师兄在本项目上给予我直接的指导和帮助。在本项目的初期为我提供了原始的资料，同时他以丰富的项目经验，为解决本项目遇到的各种问题提供了借鉴。

感谢实验室师姐鲍丹阳、闫玲鸽、刘林林、王丹丹等，师兄于海跃、王菰达、刘璐、薛云涛等，同学彭子阳、刘刚雷、张成林、刘钊等，在我论文写作遇到困难时，他们给予了我很多帮助，让我能够顺利完成论文。

感谢我的父母、姐姐对我的关心、支持和鼓励。

最后，向审阅、评议本论文以及参加论文答辩的专家和老师们致以最衷心的感谢！