

分 类 号 \_\_\_\_\_

密 级 \_\_\_\_\_

U D C \_\_\_\_\_

编 号 \_\_\_\_\_



南 华 大 学  
UNIVERSITY OF SOUTH CHINA

## 硕士学位论文

# 三相 PWM 整流器及其控制策略研究

研 究 生 姓 名： 郑宏伟

指导教师姓名、职称： 陈文光 教授

学 科、专 业 名 称： 检测技术与自动化装置

研 究 方 向： 电力电子与电力传动

2014 年 5 月

## 南华大学学位论文原创性声明

本人声明，所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的  
研究成果。尽我所知，除了论文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含  
其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南华大学或其他单位的学  
位或证书而使用过的材料。与我共同工作的同志对本研究所作的贡献均已在论文  
中作了明确的说明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名：

年 月 日

## 南华大学学位论文授权使用授权书

本学位论文是本人在南华大学攻读\_\_\_\_（博/硕）士学位期间在导师指导下完  
成的学位论文。本论文的研究成果归南华大学所有，本论文的研究内容不得以其  
它单位的名义发表。本人同意南华大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学  
校有权保留学位论文，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全  
部或部分内容，可以采用复印、缩印或其它手段保留学位论文；学校可根据国家  
或湖南省有关部门规定送交学位论文。同意学校将论文加入《中国优秀博硕士学  
位论文全文数据库》，并按《中国优秀博硕士学位论文全文数据库出版章程》规  
定享受相关权益。同意授权中国科学信息技术研究所将本学位论文收录到《中  
国学位论文全文数据库》，并通过网络向社会公众提供信息服务。对于涉密的学位  
论文，解密后适用该授权。

作者签名：

导师签名：

年 月 日

年 月 日

# 目 录

摘要.....	I
Abstract .....	II
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景和意义.....	1
1.2 国内外研究现状 .....	2
1.3 本文主要研究工作.....	4
第 2 章 PWM 整流器工作原理与数学建模.....	6
2.1 PWM 整流器原理概述 .....	6
2.2 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构.....	7
2.3 三相电压型 PWM 整流器工作原理.....	8
2.4 三相电压型 PWM 整流器数学建模.....	10
2.5 本章小结 .....	13
第 3 章 三相电压型 PWM 整流器控制系统设计 .....	14
3.1 PWM 整流器常用控制策略 .....	14
3.2 滑模变结构控制理论.....	18
3.3 基于滑模控制的三相电压型 PWM 整流器设计 .....	23
3.4 本章小结 .....	27
第 4 章 系统仿真与结果分析 .....	28
4.1 系统仿真模型搭建.....	28
4.2 系统仿真及仿真结果分析.....	32
4.3 本章小结 .....	38

第 5 章 三相电压型 PWM 整流器软硬件设计 .....	39
5.1 三相电压型 PWM 整流器主电路设计 .....	39
5.2 辅助电源设计 .....	43
5.3 信号调理电路设计.....	45
5.4 驱动电路设计 .....	47
5.5 软件设计 .....	48
5.6 本章小结 .....	50
第 6 章 总结与展望 .....	51
6.1 总结 .....	51
6.2 展望 .....	51
参考文献.....	53
攻读硕士学位期间发表的学术论文 .....	58
致谢.....	59

## 摘要

在大功率电力电子设备谐波治理中，三相 PWM 整流器因高功率等级、高功率因数、低输入电流谐波和能量传输可逆等特点，成为重要的研究和应用对象。

但三相 PWM 整流器是一个强非线性、时变不确定系统，采用传统的线性控制方法难以达到理想的控制效果，动态性能差且参数设计复杂。滑模控制 (SMC) 是一种控制不连续的特殊非线性控制，可有效解决三相 PWM 整流器的控制问题，且动态性能好、鲁棒性强。经大量研究和实验，滑模控制已成功应用于对单相、三相 PWM 整流器的控制。调研文献，在大部分基于滑模控制的三相 PWM 整流器中，电压控制外环应用滑模控制器设计，而电流控制内环仍应用传统控制器设计。由于电流环传统控制器的参数设计繁琐，且输出信号需通过空间向量脉宽调制等调制技术才能产生 PWM 控制信号，使得整个系统的设计较为复杂。同时，PWM 整流器的整体动态性能和鲁棒性也因控制系统中引入传统控制环节而受到影响。为进一步改善 PWM 整流器的性能，简化系统设计，本文提出了电压外环、电流内环均采用滑模控制的双滑模控制策略。本文主要研究内容如下：

首先，简要阐述 PWM 整流器的电路结构和控制原理，并据此分析三相电压型 PWM 整流器 (VSR) 在不同开关模式下的运行方式。通过开关函数和坐标变换，建立三相 VSR 的一般数学模型和 dq 数学模型。对滑模变结构控制理论及控制器设计进行简要介绍，提出滑模变结构控制的基本问题。根据所建立的数学模型及滑模控制理论，详细介绍了电压、电流控制环滑模控制器的设计过程，并对滑模控制算法进行改进，从而降低开关损耗、削弱“抖振”，以利于系统的实现。

其次，利用 Matlab/Simulink 仿真平台搭建传统 PI 控制、滑模控制与传统 PI 控制结合、滑模控制这三种控制策略的仿真系统模型，通过对比仿真和结果分析，验证了本论文控制方案的可行性与优越性。同时，对算法改进之后的系统进行仿真，比较算法改进前后的仿真结果。

最后，实现了三相 VSR 系统软硬件的设计。硬件设计方面，详细介绍了主电路拓扑结构、重要参数设计以及辅助电源电路、采样调理电路、驱动电路等的设计；软件设计方面，简要介绍了主程序、捕捉中断程序、A/D 采样中断程序、算法程序等的设计。

**关键词：**三相电压型 PWM 整流器；控制策略；滑模控制；系统仿真

# Research on Three-Phase PWM Rectifier and Control Strategy

## Abstract

In order to govern high-power electronic devices harmonic, the three-phase PWM rectifier, with high power grade, high power factor, low input current harmonics and power transmission reversible, becomes an important object to be studied and applied.

But the three-phase PWM rectifier is a strongly nonlinear, time-varying uncertain system, and the traditional linear control method is difficult to achieve the ideal control effect, with poor dynamic performance and parameter design complexity. Sliding mode control (SMC), which can effectively solve the control problem of three-phase PWM rectifier with good dynamic performance and robustness, is a kind of special nonlinear discrete control. By a large number of research and experimentation, the sliding mode control has been successfully applied to the control of the single-phase, three-phase PWM rectifier. On research literature, in most of the three-phase PWM rectifier based on sliding mode control, voltage control loop is designed with sliding mode controller, but current control loop is still designed with traditional controller. However, in the latter, the difficulty of the parameters of traditional controller to be designed, and the modulation of the output signal by space vector pulse width modulation technology to produce PWM control signal, make the design of the whole system become more complicated. At the same time, the PWM rectifier's overall dynamic performance and robustness are affected by the introduction of traditional control, too. In order to improve the performance of the PWM rectifier and simplify the system design further, this paper presents double sliding mode control strategy, whose voltage control loop and current control loop are both adopt sliding mode control method. The main research content of this paper is as follows:

First, introduce the circuit structure and control principle of PWM rectifier briefly. In this basic, the three-phase voltage source rectifier (VSR) operation in different switch modes is analyzed. Then, set up the general mathematical model and

dq mathematical model of three-phase VSR by the switch function and the coordinate transformation. The sliding mode variable structure control theory and the controller design are briefly introduced. Also, the fundamental problem of the sliding mode variable structure control is put forward. According to the established mathematical model and the sliding mode control theory, the voltage control loop and the current control loop with sliding mode controller is designed in detail. At last, the sliding mode control algorithm is improved, so as to reduce the switch loss and weaken "chattering" to facilitate the implementation of the system.

Secondly, use the simulation platform to build simulation system models for the three control strategies, which are traditional PI control strategy, sliding mode control combined with traditional PI control strategy, and sliding mode control strategy. By simulation compare and results analysis, the feasibility and superiority of the control method put forward by this paper is verified. At the same time, the simulation system with the improved algorithm is built and the simulation results between the improved algorithm and not are compared.

Finally, the three-phase voltage source PWM rectifier hardware and software are designed. In hardware design, this paper specifically introduces the design of main circuit topology structure and the important parameters; the auxiliary power circuit; the sampling circuit; the drive circuit and so on. In software design, this paper briefly introduces the design of main program; capture interrupt program; A/D sampling interrupt program; algorithm program, etc.

Zheng HongWei (Detection Technology and Automatic Equipment)

Directed by prof.Chen WenGuang

**Key words:** three-phase voltage source PWM rectifier; control strategy; sliding mode control; system simulation

# 第 1 章 绪论

## 1.1 课题研究背景和意义

电能因传输、分配容易，使用、控制方便且易于实现自动化等特点，成为目前使用最广泛的能源形式。为满足各种用电设备的要求或提高电能使用的效率，50HZ 的交流市电可经过整流器处理之后，再转换为其它电压等级的直流电能或其它频率的交流电能。整流器作为用电设备与电网接口，在家用电器、计算机电源、通信电源、不间断电源、工业电源、变频器等场合中得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。

由不可控或半控型开关器件（如二极管、晶闸管等）构成的传统整流器具有非线性特性，在工作时产生的电力谐波较多，导致电力环境的谐波污染和电能的浪费。随着非再生能源的使用耗竭和要求高品质电能的电力电子设备的推广普及，对电力谐波进行有效地治理势在必行。国际电工委员会（IEC）为规范谐波测量和谐波治理<sup>[2]</sup>，制定了以下标准：①用户和系统谐波限制标准（包括 IEC1000-2-2 和 IEC1000-3-6）；②用电设备谐波限制标准（包括 IEC1000-3-2 和 IEC1000-3-4）；③谐波测量标准（IEC1000-4-7）。我国于 1994 年实施相关标准（GB/T14549-1993），开始加强对电力谐波的治理。

目前，治理电力谐波最有效的措施是采用有源电力电子器件（如 MOSFET、IGBT 等）设计性能优越的整流器，并利用有效控制策略和脉宽调制技术（PWM）以得到控制开关器件通断的 PWM 控制信号。相比采用无源器件（如电感、电容）构成无源滤波电路，使用有源器件构成的 PWM 整流器具有更好的抑制谐波能力，可使电网侧达到很高的功率因数甚至是单位功率因数。因此，广大学者开始对 PWM 整流器进行关注和研究。

单相 PWM 整流器电路拓扑简单，容易对其实现单位功率因数控制，适用于中小功率场合。随着工业化水平的提高，大功率电力电子设备的应用得到了推广。为有效治理大功率应用场合产生的电力谐波污染，单相 PWM 整流器因功率等级低而无法满足不同需求。三相 PWM 整流器因功率等级高且可通过并联等方式扩大系统容量，具有很好的工业应用价值。但三相 PWM 整流器电路拓扑复杂，且存在电流耦合现象等，给其控制带来了一定的技术难题。因此，三相 PWM 整流器的控制策略研究具有理论和现实意义。



## 1.2 国内外研究现状

在 20 世纪 80 年代，科研人员针对提高整流器性能问题开始了 PWM 整流器的研究。进入 21 世纪，随着理论研究的深入、功率开关器件的高速发展以及实验的推进，PWM 整流器在以下研究领域取得了重大的成就<sup>[3]</sup>：

- (1) PWM 整流器的建模与分析；
- (2) 主电路拓扑结构研究；
- (3) 系统控制策略研究；
- (4) 电压型 PWM 整流器研究；
- (5) 电流型 PWM 整流器研究。

### 1.2.1 PWM 整流器的建模与分析

建立和分析数学模型是研究 PWM 整流器的理论基础。在众多优秀科研人员的努力下，有关建模与分析的研究取得了很多成果。1988 年，A.W.Green 等在整流器建模时引入坐标变换，得到连续模型和离散模型<sup>[4]</sup>。1990 年，R.Wu 等建立了时域模型，并进一步推广得到频域中的高频模型和低频模型<sup>[5]</sup>。随后，学者们相继提出了低频等效模型、新型降阶小信号模型<sup>[6]</sup>等，以进一步使 PWM 整流器数学模型的建立与分析简单化。目前，三相 PWM 整流器数学模型的建立常采取以下步骤：

- (1) 建立(a,b,c)坐标系下的开关模型；
- (2) 建立( $\alpha, \beta$ )坐标系下的平均模型；
- (3) 建立(d,q)坐标系下的平均模型。

### 1.2.2 主电路拓扑结构研究

为满足不同应用场合的需要，提高整流器在某一方面或整体上的性能，PWM 整流器主电路拓扑结构由起初比较单一的结构形式发展成如今多样化的结构形式。其结构形式的树状图如图 1.1 所示。

研究拓扑结构是进一步完善整流器性能，拓宽整流器应用领域的重要手段，在过去和现在都一直是整流器研究的主要内容之一。目前，在设计小功率 PWM 整流器时，主要的研究侧重点有两点：一是减少开关器件的数目以降低成本；二是改善直流输出性能以实现高性能整流器；在设计大功率 PWM 整流器时，主要的研究侧重点也有两点：一是研究多电平结构以及新颖的整流器拓扑结构；二是

研究整流器并联扩容<sup>[7]</sup>、LCL 滤波技术<sup>[8]</sup>、软开关技术<sup>[9]</sup>等以提高整流器的功率等级和工作效率。

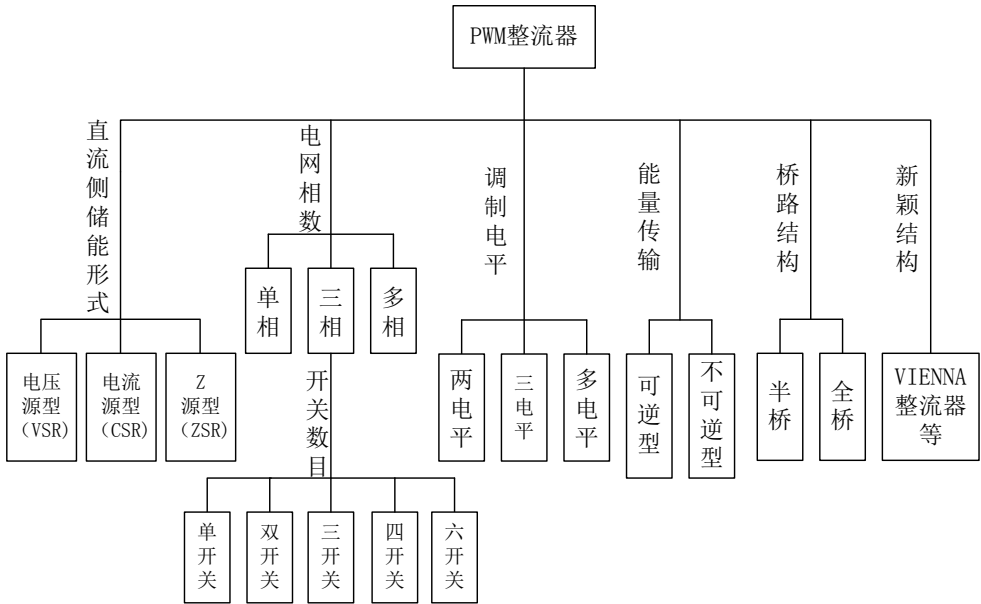


图 1.1 PWM 整流器分类树状图

### 1.2.3 控制策略研究

PWM 整流器的控制策略研究与控制理论、数字信号处理器、电力电子开关器件的发展有着密切的联系。控制理论的进步为 PWM 整流器的控制提供新的思路和新策略；高速的数字信号处理器可实时地处理复杂的控制算法，使得先进控制理论在整流器中得以应用实现；高性能的电力电子开关器件作为执行机构，保证整流器能快速、可靠地执行控制信号指令，实现相应的控制目标。目前，随着高速度、高性能 DSP 芯片成本的降低、使用的推广以及 IGBT、MOSFET 等开关器件工作频率的提高、耐电压耐电流能力的提升，促使 PWM 整流器在控制策略上的研究得到了快速的发展。以下主要针对三相电压型 PWM 整流器的控制策略进行介绍。

通常，电压源型整流器（Voltage Source Rectifier, VSR）的控制方式为双闭环控制方式，即使用直流侧电压控制环和交流侧电流控制环分别控制直流母线电压、网侧电流。在设计电流控制内环时，如无需采样网侧电流，称为间接电流控制。其控制方案简单，但由于没有构成电流闭环控制，因此动态响应速度比较慢、且系统抗干扰能力差。在设计电流控制内环时，如需采样网侧电流，称为直接电流控制。此时，电流控制内环直接采样需要控制的交流输入电流以形成闭环控制，

因此动态响应速度快、且系统抗干扰能力好。相比之下，双闭环控制的设计较为复杂，但却大大改善了整流器的控制性能，是目前使用最为广泛的控制方式。

电压外环控制的目的是维持输出电压恒定，一般采用 PI 控制。但 PI 控制时，整流器参数变化或负载扰动会使控制效果变得很差，且直流侧电压动态响应慢。采用滑模变结构控制代替传统 PI 控制，可使电压外环获得更好的动态性能和抗干扰能力。电流内环控制的目的是使网侧电流相位跟踪网侧电压相位且波形接近正弦波，实现功率因数为 1。在双闭环控制结构中，电流内环的控制性能占主导地位，因此研究其控制策略具有重大的意义。VSR 控制方式按照电流内环控制方式的不同，可分为传统的线性/非线性控制、现代非线性控制和智能控制三类。传统的线性/非线性控制包括 PID 控制<sup>[10]</sup>、滞环电流控制<sup>[11]</sup>、三角载波比较法控制<sup>[12]</sup>、比例谐振控制<sup>[13]</sup>、线性状态反馈控制<sup>[14]</sup>、预测电流控制<sup>[15]</sup>、模型预测控制<sup>[16]</sup>、无差拍控制<sup>[17]</sup>、单周控制<sup>[18]</sup>、重复控制<sup>[19]</sup>等；现代非线性控制包括自适应控制<sup>[20]</sup>、鲁棒控制<sup>[21]</sup>、变结构控制<sup>[22]</sup>、反馈线性化控制<sup>[23]</sup>、逆系统控制<sup>[24]</sup>、自抗扰控制<sup>[25]</sup>、基于 Lyapunov 稳定性理论的控制<sup>[26]</sup>、基于 EL 模型的无源控制<sup>[27]</sup>、基于 PCHD 模型的无源控制<sup>[28]</sup>、反步法控制<sup>[29]</sup>等；智能控制包括模糊控制<sup>[30]</sup>、神经网络控制<sup>[31]</sup>、模糊神经控制<sup>[32]</sup>等。

随着 PWM 整流器研究的进一步深入，PWM 整流器控制技术的发展趋势可归结为以下几个方面：（1）新控制方法及集成控制方法研究；（2）电流型 PWM 整流器的控制策略研究；（3）无传感器的控制方法研究<sup>[33]</sup>；（4）网侧三相交流电压处于非平衡状态时电压型 PWM 整流器的控制研究<sup>[34]</sup>；（5）网侧三相交流电压处于非平衡状态时电流型 PWM 整流器的控制研究。

### 1.3 本文主要研究工作

本文的绪论部分阐述了 PWM 整流器研究背景及意义，并对国内国外的研究发展状况进行了归纳总结。在介绍整流器主要研究内容时，着重讲解了建立数学模型的方法、整流器拓扑结构的分类和双闭环控制结构的研究等。结合工程应用的需要以及整流器今后发展的方向，本文采用的研究对象是三相 VSR。针对三相 PWM 整流器是一个强非线性、时变不确定系统，采用传统的线性控制方法难以满足控制要求，本文提出了一种电压外环、电流内环均采用滑模控制的双滑模控制策略，以提高 PWM 整流器系统的整体动态性能和鲁棒性。并对滑模控制算法提

出改进方法，以削弱“抖振”、降低开关损耗，利于工程实现和提高工作效率。本文的工作主要包括如下内容：

（1）第二章节详细介绍了三相 VSR 的工作原理和数学模型建立方法。首先，通过模型电路阐述 PWM 整流器的电路组成以及控制原理；然后，在理解模型电路原理的基础上，对不同开关模式下的三相 VSR 运行方式进行分析；最后，通过开关函数和坐标变换，分别建立三相 VSR 的一般数学模型和 dq 数学模型。本章节为后续章节设计滑模控制系统奠定理论基础。

（2）第三章节具体介绍了常用控制策略控制原理以及三相 VSR 滑模控制器的设计。首先，简要介绍了常用控制策略的控制原理，并分析其优缺点。然后，对滑模变结构控制理论及控制器设计进行简要介绍，提出滑模变结构控制的基本问题。接着，结合滑模变结构控制理论和三相 PWM 整流器系统的自身性质及控制特点，分析了滑模控制应用于三相 VSR 系统控制在理论上是切实可行的。最后，根据所建立的数学模型及滑模控制理论，详细介绍了电压外环、电流内环滑模控制器的设计过程，并对滑模控制算法进行改进，以削弱“抖振”、降低开关损耗，利于工程实现和提高工作效率。

（3）第四章节主要实现了三相 VSR 的系统仿真。首先，利用 Matlab/Simulink 仿真平台建立三相 VSR 系统仿真模型；然后，对传统 PI 控制、传统 PI 控制与滑模控制相结合、滑模控制这三种具有代表性的控制策略进行对比仿真并分析仿真结果；最后，对滑模算法改进之后的系统进行仿真，对比分析算法改进前后的仿真结果。

（4）第五章节详细介绍了三相 VSR 的软硬件设计。首先，在硬件设计方面，详细介绍了主电路拓扑结构的设计、主电路重要参数的设计以及辅助电源电路、信号调理电路、驱动电路等的设计；其次，在软件设计方面，通过 TMS320F28035 型号 DSP 控制芯片主程序、中断程序、算法程序等的设计以实现整流器电压外环、电流内环滑模控制器，并对系统故障进行软件保护。

## 第 2 章 PWM 整流器工作原理与数学建模

### 2.1 PWM 整流器原理概述

理解 PWM 整流器的工作原理是 PWM 整流器控制策略研究的基础。由于模型电路结构清晰且能代表任意形式的 PWM 整流器，故借此分析整流器的工作原理和控制原理。模型电路的结构包括交流侧环路、开关管整流桥路、直流侧环路三个部分，如图 2.1 所示。

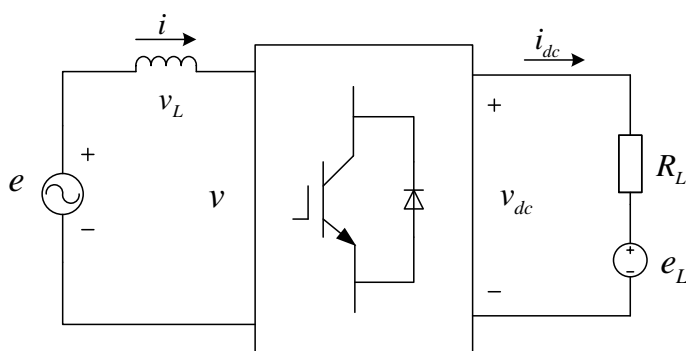


图 2.1 PWM 整流器模型电路

由 KVL 可知，交流侧环路各电压之和为 0，可描述为式 (2-1)：

$$e = v_L + v \quad (2-1)$$

式中， $e$  为网侧电压； $v_L$  为交流侧电感电压； $v$  为交流侧输入电压。

不计功率损耗，则交流侧环路与直流侧环路的功率相等，即满足式 (2-2)：

$$v \cdot i = v_{dc} \cdot i_{dc} \quad (2-2)$$

式中， $v_{dc}$  为直流侧电压； $i$  为交流侧电流； $i_{dc}$  为直流侧电流。

根据式 (2-1) 作网侧电压、交流侧电感电压、交流侧输入电压、交流侧电流四者的空间向量图如图 2.2 所示。

分析式 (2-2)，模型电路交流回路和直流回路相互联系。控制交流回路时可实现对直流回路的控制。同理，控制直流回路时可实现对交流回路的控制。

分析图 2.2，合理控制整流桥输入端的电压  $\dot{v}$ ，即可使电感两端电压  $\dot{v}_L$  的端点沿着圆轨迹运动。控制  $\dot{v}_L$  的端点运动在圆弧 ABC 上，PWM 整流器此时可实现整流功能；控制  $\dot{v}_L$  的端点运动在圆弧 CDA 上，PWM 整流器此时可实现源逆变功能。当控制交流侧输入电压  $\dot{v}$  的端点恰好运动到 B 点时，则交流侧电流与网侧电压同相，使得功率因数 PF 等于 1。上述介绍的控制方式由于没有直接采样所需控制的

网侧电流作为参考信号，故称为间接电流控制。除此方法之外，也可通过闭环控制，直接控制网侧电流跟踪电网电压相位，称为直接电流控制。

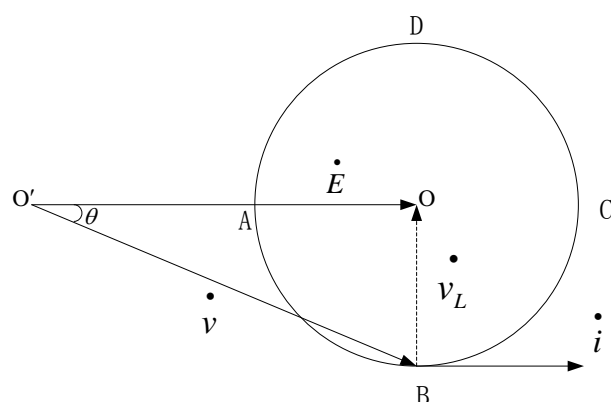


图 2.2 PWM 整流器交流侧电压空间矢量图

## 2.2 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构

三相 VSR 输入交流电流谐波小，输出电压稳定，能实现单位功率因数运行和能量双向传输，具有很好的工业应用价值。三相 VSR 拓扑结构如图 2.3 所示。

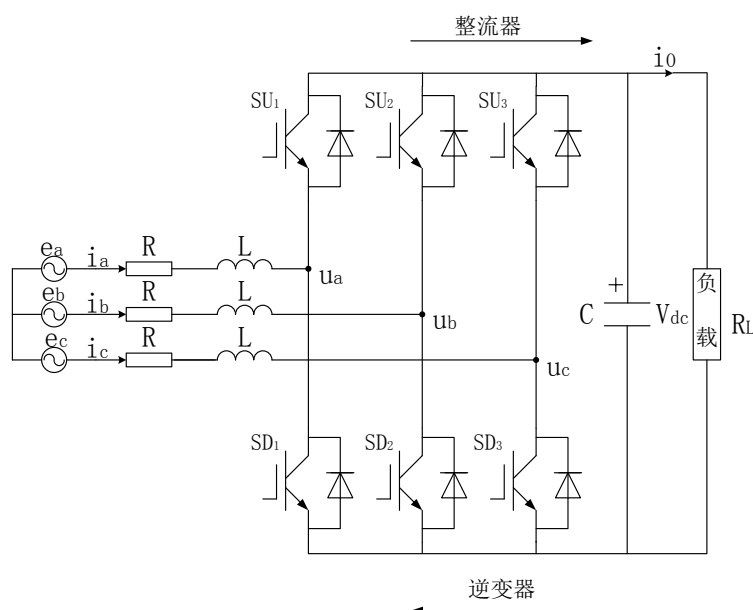


图 2.3 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构

图中， $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为电网电动势； $L$  为交流侧电感； $R$  为交流侧等效电阻； $C$  为直流侧支撑电容； $R_L$  为直流侧负载电阻。 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  代表交流侧输入电流； $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  代表交流侧输入电压； $SU_1$ 、 $SU_2$ 、 $SU_3$  代表上桥臂开关管； $SD_1$ 、 $SD_2$ 、

$SD_3$  代表下桥臂开关管； $i_o$  代表直流侧输出电流； $v_{dc}$  代表直流侧输出电压。交流侧电感  $L$  作为 Boost 升压电感，同时又起到滤除电网电动势谐波的作用；直流侧电容  $C$  在交流侧向负载放电时进行充电，在交流侧电感  $L$  储能时向负载放电，起到稳定直流侧输出电压的作用。

## 2.3 三相电压型 PWM 整流器工作原理

整流桥的开关管工作在“开”、“关”两个状态，可用数字“1”表示“开”状态，数字“0”表示“关”状态。这样，就可以利用函数的形式来描述三相桥臂的开关状态，如式 (2-3)、(2-4)、(2-5) 所示。

$$S_a = \begin{cases} 1, & \text{SU}_1 \text{ 开通, SD}_1 \text{ 关断} \\ 0, & \text{SU}_1 \text{ 关断, SD}_1 \text{ 开通} \end{cases} \quad (2-3)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & \text{SU}_2 \text{ 开通, SD}_2 \text{ 关断} \\ 0, & \text{SU}_2 \text{ 关断, SD}_2 \text{ 开通} \end{cases} \quad (2-4)$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & \text{SU}_3 \text{ 开通, SD}_3 \text{ 关断} \\ 0, & \text{SU}_3 \text{ 关断, SD}_3 \text{ 开通} \end{cases} \quad (2-5)$$

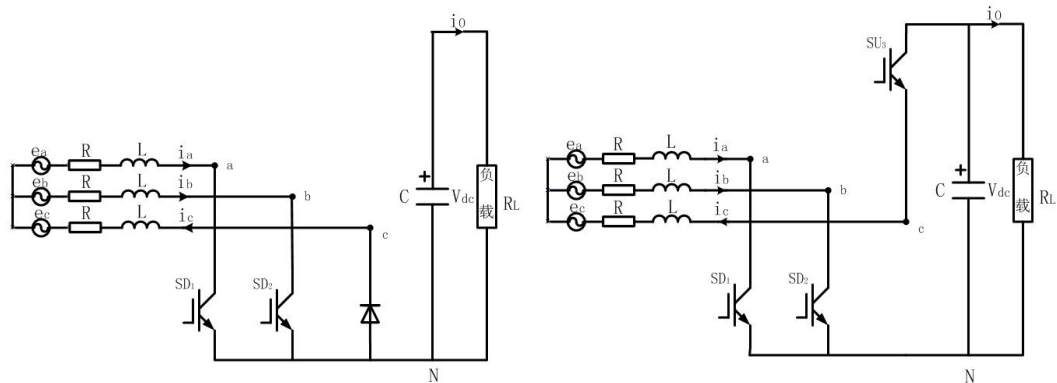
分析可得，开关函数  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  共有 8 种取值方式，即 (0, 0, 0)、(0, 0, 1)、(0, 1, 0)、(0, 1, 1)、(1, 0, 0)、(1, 0, 1)、(1, 1, 0)、(1, 1, 1)。与此对应，三相电压型 PWM 整流器共有 8 种开关模式。整理得到表 2.1 如下：

表 2.1 开关模式与导通开关管对应关系

开关模式	1	2	3	4	5	6	7	8
开关函数	000	001	010	011	100	101	110	111
	$SD_1$	$SD_1$	$SD_1$	$SD_1$	$SU_1$	$SU_1$	$SU_1$	$SU_1$
导通开关管	$SD_2$	$SD_2$	$SU_2$	$SU_2$	$SD_2$	$SD_2$	$SU_2$	$SU_2$
	$SD_3$	$SU_3$	$SD_3$	$SU_3$	$SD_3$	$SU_3$	$SD_3$	$SU_3$

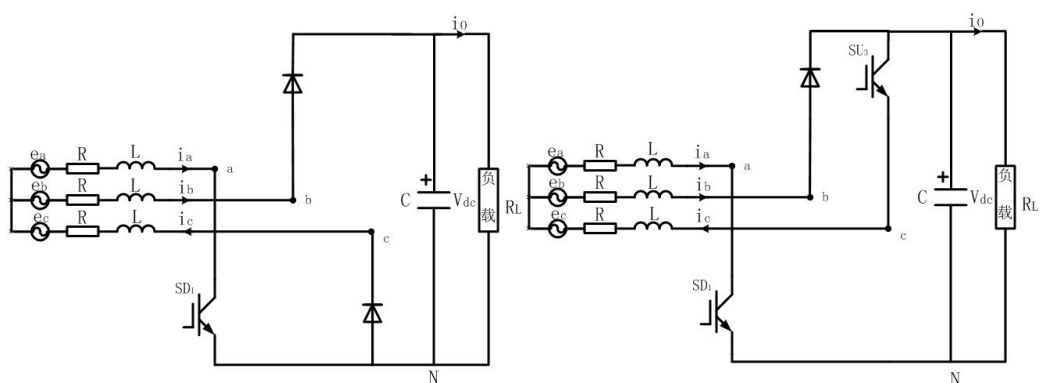
当开关模式确定时，三相 PWM 整流器的通路拓扑也随之确定。但触发导通的开关管中是否通过电流，由此时此相交流侧电流方向决定。当电流方向与开关管电流流通方向一致时，电流从开关管中流过；当电流方向与开关管电流流通方向反向时，电流从与该开关管反向并联的二极管中流过。为方便理解，下面根据某种特定电流情况，分析不同开关模式对应的通路拓扑。假设  $i_a > 0$ ， $i_b > 0$ ， $i_c < 0$ ，则与之对应的不同开关模式下的电流通路如图 2.4 所示。

分析图 2.4 可知，当三相 PWM 整流器运行于开关模式 1、2、4、6、8 的状态下，三相电感储能，电容向负载提供能量；当三相 PWM 整流器运行于开关模式 3、5、7 的状态下，三相电感向电容和负载提供能量。同理，可做出其它 5 种电流取值情况下对应的电流通路，并分析得到不同开关模式下交流侧电感以及直流侧电容的充放电情况。



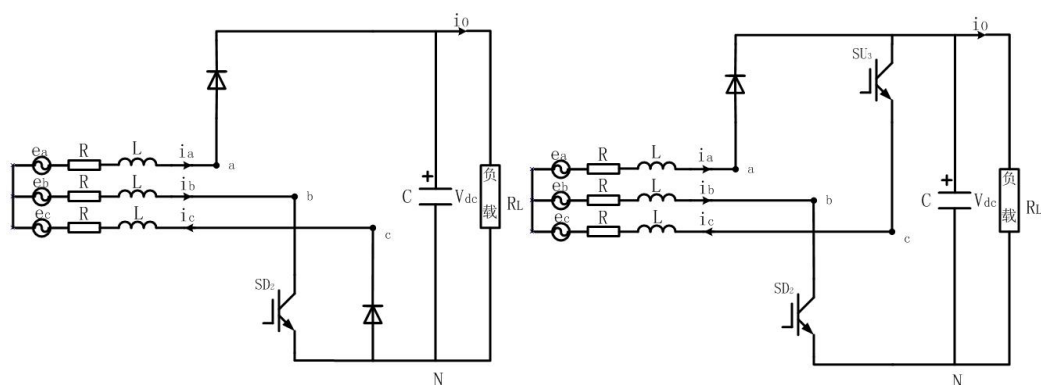
(a) 模式 1

(b) 模式 2



(c) 模式 3

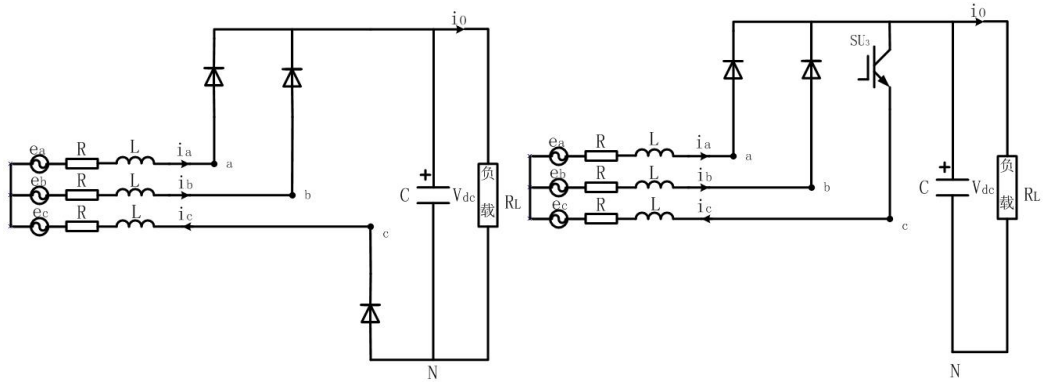
(d) 模式 4



(e) 模式 5

(f) 模式 6





(g) 模式 7

(h) 模式 8

图 2.4 不同开关模式对应的电流通路

## 2.4 三相电压型 PWM 整流器数学建模

### 2.4.1 采用开关函数描述的一般数学模型

依据 2.3 小节定义的开关函数，可以得到三相 VSR 的等效电路如图 2.5 所示。

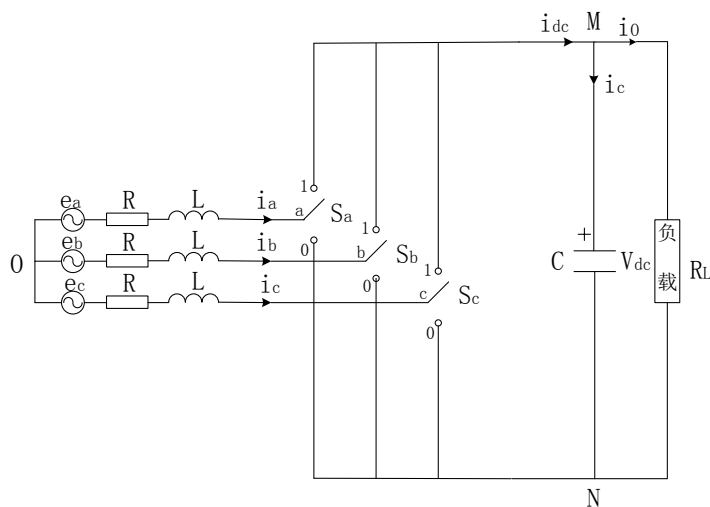


图 2.5 三相电压型 PWM 整流器开关模型等效电路

根据等效电路分析  $v_{aN}$ 、 $v_{bN}$ 、 $v_{cN}$  的表达式。当开关函数  $S_a = 1$  时， $v_{aN} = v_{dc}$ ；当开关函数  $S_a = 0$  时， $v_{aN} = 0$ 。当开关函数  $S_b = 1$  时， $v_{bN} = v_{dc}$ ；当开关函数  $S_b = 0$  时， $v_{bN} = 0$ 。当开关函数  $S_c = 1$  时， $v_{cN} = v_{dc}$ ；当开关函数  $S_c = 0$  时， $v_{cN} = 0$ 。因此， $v_{aN}$  可表示为  $v_{aN} = S_a v_{dc}$ ， $v_{bN}$  可表示为  $v_{bN} = S_b v_{dc}$ ， $v_{cN}$  可表示为  $v_{cN} = S_c v_{dc}$ 。

对 a、b、c 三相回路采用基尔霍夫电压定律（KVL）可得方程组如下：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - (S_a v_{dc} + v_{NO}) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - (S_b v_{dc} + v_{NO}) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - (S_c v_{dc} + v_{NO}) \end{cases} \quad (2-6)$$

考虑交流侧电网电动势和输入电流满足三相对称，即：

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2-7)$$

联立式 (2-6) 和式 (2-7) 可得：

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

根据等效电路分析 M 点的电流情况。当开关函数  $S_a = 1$  时，a 相向 M 点注入的电流为  $i_a$ ；当开关函数  $S_a = 0$  时，a 相向 M 点注入的电流为 0。因此，a 相向 M 点注入的电流可表示为  $S_a i_a$ 。同理，b、c 相向 M 点注入的电流分别为  $S_b i_b$ 、 $S_c i_c$ 。所以，直流侧电流  $i_{dc}$  为：

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2-9)$$

根据 KCL 列出 M 点的电流关系式如下：

$$i_{dc} = i_c + i_o \quad (2-10)$$

将  $i_{dc}$ 、 $i_c$  的具体式子代入上式：

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_o + (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (2-11)$$

结合式 (2-6)、(2-8)、(2-11) 得到采用开关函数描述的一般数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_o + (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \end{cases} \quad (2-12)$$

## 2.4.2 两相旋转坐标系下的 dq 模型

上述方式建立的一般数学模型物理意义简单明了，但表达式中的  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  以

及  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  都是随时间变化的正弦量，给电压环、电流环控制器的设计带来了难度。为有效解决上述问题，降低控制器设计的难度，可利用 **Park** 变换将基波正弦量转化为直流量。坐标变换有“等量”变换和“等功率”变换两种，本文根据整流器控制系统设计的需要，采用“等功率”变换。

(a, b, c) 坐标系转换到 (d, q) 坐标系的逆变矩阵为：

$$C_{2r3s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

利用逆变矩阵，可对一般数学模型中的正弦量进行如下式 (2-14)、(2-15)、(2-16) 的变换：

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = C_{2r3s} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{2r3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = C_{2r3s} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

式中， $e_0$ 、 $i_0$ 、 $S_0$  是为方便坐标变换而自定义的变量，其值均为 0；

将上述变换得到的式子代入式 (2-12)，经化简可得三相 **VSR** 在两相旋转坐标系下的 dq 数学模型：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d + \omega Li_q - S_d v_{dc} \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q - \omega Li_d - S_q v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_o + (S_d i_d + S_q i_q) \end{cases} \quad (2-17)$$

根据上式所描述的数学模型，可以得到如图 2.6 所示的等效电路图。对于交流侧，整流桥可等效为两个受控电压源；对于直流侧，整流桥相当于两个受控电流

源。

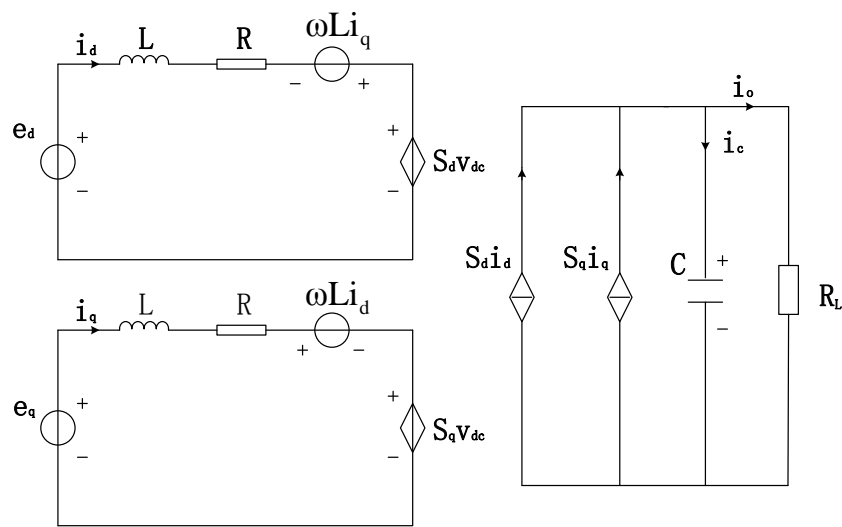


图 2.6 三相电压型 PWM 整流器 dq 模型等效电路

## 2.5 本章小结

本章节简要介绍了 PWM 整流器的基本工作原理，并据此对三相 VSR 不同开关模式以及与之对应的整流器运行情况进行详细说明，建立了以开关函数表示的一般数学模型。通过 Park 变换，将一般数学模型变换到 d-q 同步旋转坐标系下，得到整流器的 dq 模型，为三相 VSR 的控制系统设计奠定理论基础。

## 第3章 三相电压型 PWM 整流器控制系统设计

### 3.1 PWM 整流器常用控制策略

目前，VSR 的控制普遍采用具有外环控制和内环控制的双闭环结构。外环是电压控制环，控制整流器的输出电压稳定；内环是电流控制环，控制输入电流跟踪电网电压相位以及实现正弦化。因此，将母线电压以及网侧电流作为 VSR 的两个控制变量。VSR 的双闭环控制原理图如图 3.1 所示。

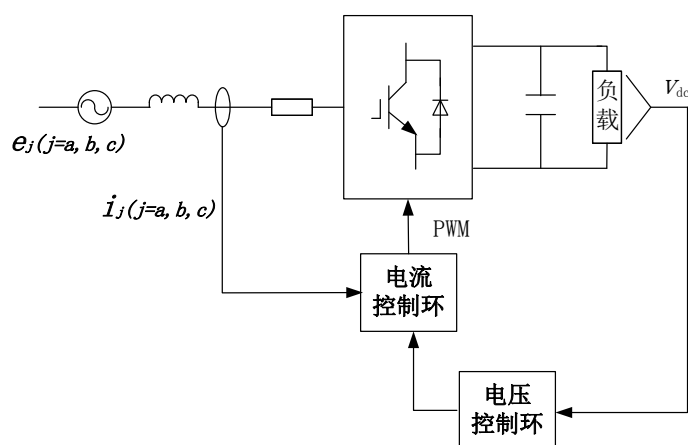


图 3.1 双闭环控制原理图

电压控制环的控制比较简单，只要实现直流输出电压稳定即可。电压控制环的一般设计思路是采样输出电压，并将其与给定参考电压进行比较，得到的电压误差经 PI 调节器，最终得到参考电流幅值。目前，研究较多的是应用滑模控制方法，通过设计的滑模切换函数以及 PWM 整流器数学模型求得两相旋转坐标系下的参考电流。

电流控制环的控制较为复杂，且其性能直接影响到整个控制系统的性能指标，是 PWM 整流器整个控制系统设计的关键。电流控制环的基本设计思路是采样交流输入电流，直接或通过坐标变换之后与参考电流进行比较得到电流误差信号，并采用相关控制策略和脉宽调制技术，最终得到主电路开关器件的控制脉冲。由于电流控制环的设计对于整流器的控制性能至关重要，因此相关的研究较多。目前，主要的控制方法可分为传统的线性/非线性控制方法、现代的非线性控制方法和智能控制方法三大类。关于传统线性/非线性控制方法的研究和应用比较早，发展至今已经相当成熟，在实际应用中得到了广泛的应用；现代非线性控制方法在 PWM 整流器控制中能够取得比传统线性或非线性控制更优越的控制效果，虽然其

控制算法较为复杂，采用模拟器件难以实现，但随着高速数字信号处理器成本的降低和应用的普及，在实际应用中取代传统控制方法是大势所趋；智能控制方法目前仍处于研究阶段，要想成功地应用于 **PWM** 整流器的控制当中，需要科研人员进一步深入的研究和试验。下面对 **PWM** 整流器常用的控制策略进行介绍：

（1）滞环电流控制。其双闭环控制原理图如图 3.2 所示。

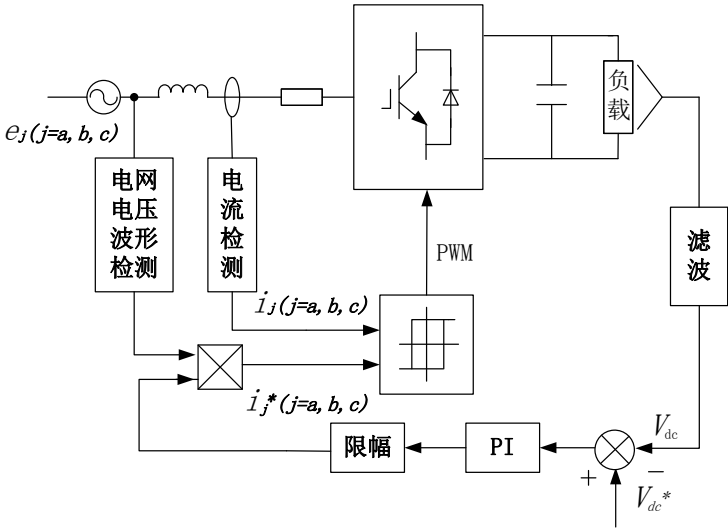


图 3.2 滞环电流控制

滞环电流控制时，电压误差信号经电压控制环的 **PI** 控制器得到参考电流幅值，然后与具有各相电压同等相位且幅值为 1 的正弦量相乘，得到三相指令电流。电流控制环首先对实际采样交流电流与指令电流进行比较，然后把两者的偏差输入到滞环比较器中，与设置的电流偏差上限和下限比较生成 **PWM** 波形，控制网侧电流跟踪指令电流。这种控制方法的设计和实现简单，且电流动态特性较好。可是采用此方法时，开关频率随周期变化而变化，导致最高开关频率以及电流谐波分布情况无法确定，使得设计合适的滤波器和选择开关器件变得相当困难。

（2）固定开关频率 **PWM** 控制。其双闭环控制结构图如图 3.3 所示。

固定开关频率 **PWM** 控制时，电压控制环设计同上。电流控制环对实际检测电流与参考目标电流之间的误差值进行比例控制，并由三角载波调制得到固定频率的 **PWM** 波形，控制整流器开关器件的通断。这种方法克服了上述开关频率不固定所带来的设计困难，但电流动态响应速度因引入 **PI** 调节环节而变慢，无法快速而又准确地跟踪指令电流。

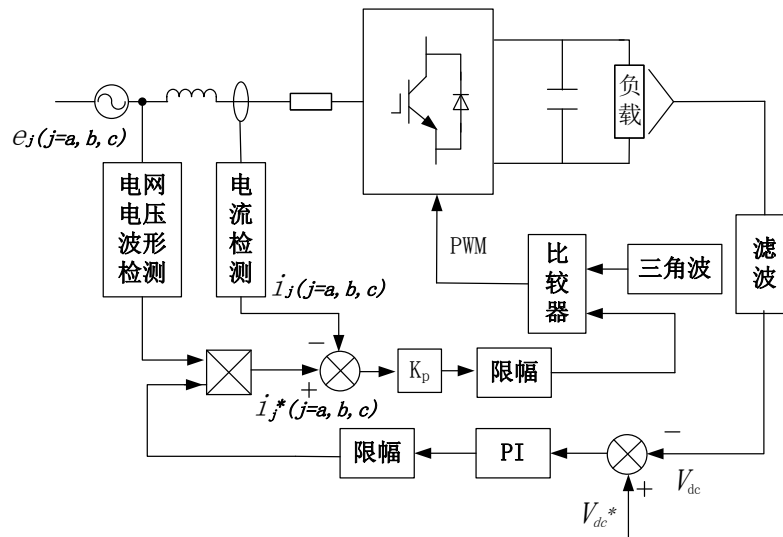


图 3.3 固定开关频率 PWM 控制

(3) 预测电流控制。其双闭环控制结构图如图 3.4 所示。

预测电流控制将本次实际采样电流与电压控制环得到的下一时刻预测电流进行比较，并根据电流预测控制算法计算出让电流偏差矢量为零的最优控制电压矢量，以控制整流器开关器件的通断。这种方法基于数学公式的推导，容易实现数字控制，但对参数变化敏感，鲁棒性差。在高采样频率下，电流跟踪误差小；在低采样频率下，电流会产生较大的周期性误差。

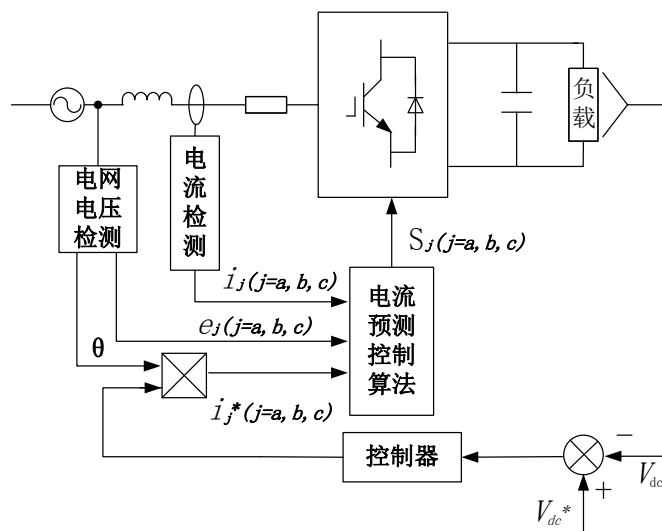


图 3.4 预测电流控制

(4) 单周期控制。其双闭环控制结构图如图 3.5 所示。

单周期控制通过积分器、比较器、触发器等对采样信号进行相关计算和逻辑控制，最终生成占空比符合控制要求的 PWM 波形。在单个周期里面，平均开关

量都和控制目标量等大或满足一定的比例，可实现无稳态、瞬态误差。控制过程中无需检测输入电压，可简化电路设计，降低电路成本。但是单周期控制方法的动态响应较慢，且在直流侧负载受到干扰时的控制效果不佳。

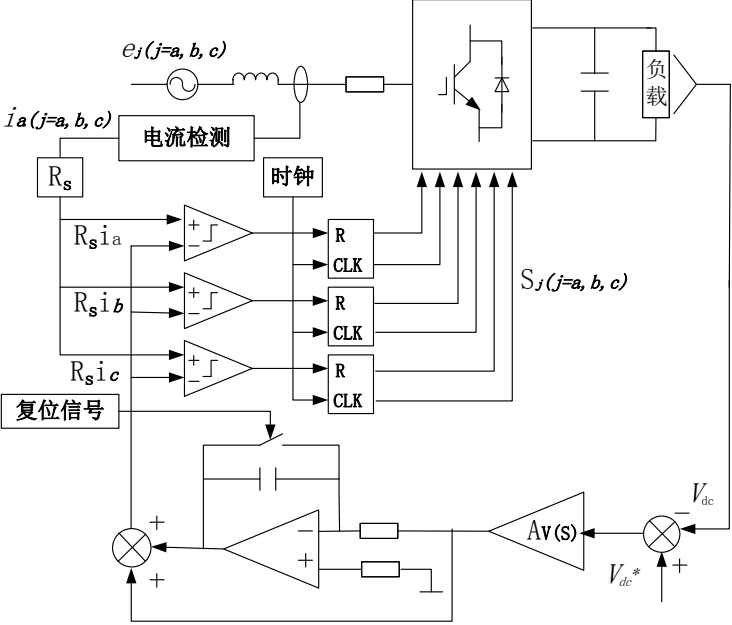


图 3.5 单周期控制

(5) 空间矢量 PWM 控制。其双闭环控制结构图如图 3.6 所示。

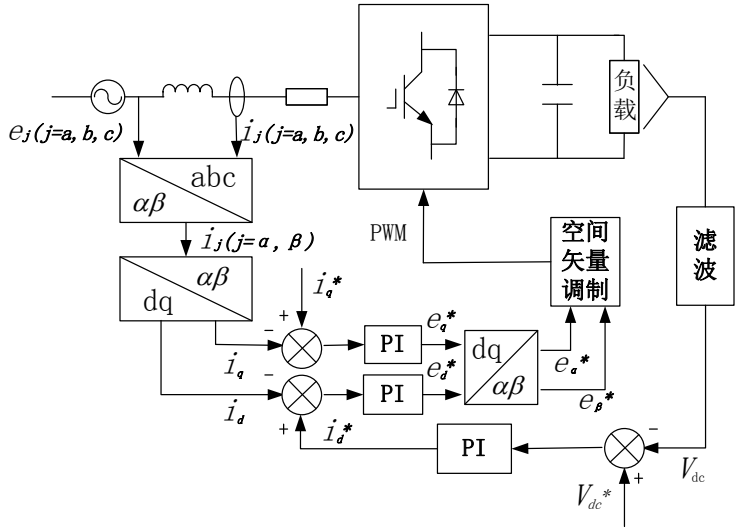


图 3.6 空间矢量 PWM 控制

空间矢量 PWM 控制具有两种常用的设计思路。第一种设计思路（如上图所示）是将检测电流转换到两相旋转坐标系下，与电压外环得到的两相旋转坐标系下的参考电流进行比较以产生电流误差信号，并利用 PI 调节器输出空间电压矢量



指令，最后通过SVPWM技术让整流器的实际电压矢量跟踪指令电压矢量，实现对交流侧电流的控制。第二种设计思路是根据电流偏差及其变化率的空间矢量来控制电压矢量在基本电压空间矢量之间进行相应地切换，从而使电流偏差限制在设定的滞环电流上限和下限之间。空间矢量 PWM 控制还可结合预测电流控制等方法，以改善控制系统性能。这种控制方法的优点是电压利用率高，但由于引入PI 控制，动态性能仍受到一定程度的限制。

(6) 直接功率控制。其控制原理图如图 3.7 所示。

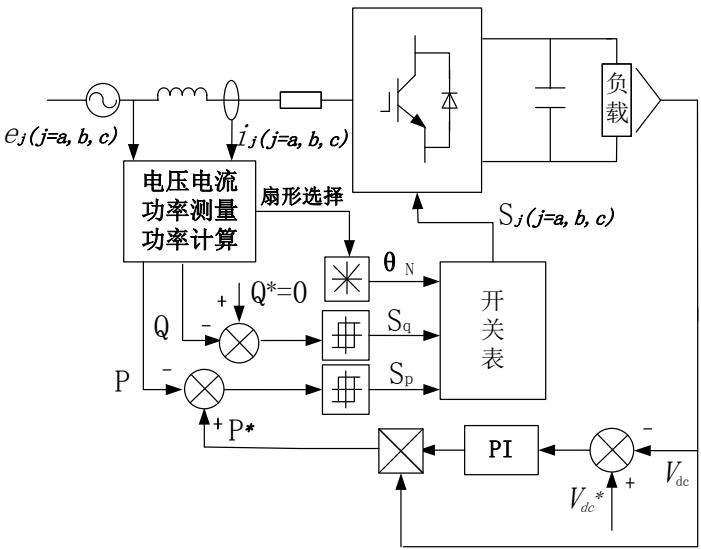


图 3.7 直接功率控制

直接功率控制的电压控制环经 PI 控制器和乘法器得到参考有功功率。当电流控制环控制参考无功功率为 0 时，即可实现输入电流与网侧电压同相位。直接功率控制的优点是效率高、物理意义清晰、易利用数字控制方式实现，但开关表设计复杂。

### 3.2 滑模变结构控制理论

上述介绍的常用控制策略均属于传统控制策略，在 PWM 整流器的控制过程中往往无法实现理想的控制效果。为进一步提高控制性能，下面引入滑模变结构控制理论。

#### 3.2.1 滑模变结构控制理论概述

1957 年，前苏联科学家提出变结构控制（variable structure control, VSC）的概念，并在二阶线性系统中试验变结构控制的可行性以及控制特性。1962 年，研

究人员开始将 VSC 推广到高阶线性系统的控制，以拓展其应用领域。1977 年，尤特金（V. Utkin）将近 20 年来关于变结构控制的研究以及成果整理成综述论文发表，引起了各国控制领域学者对变结构控制研究的浓厚兴趣。此后，变结构控制在理论研究和工程应用研究取得了突破性的进展。目前，变结构控制不仅能够实现对线性系统、连续系统、确定性系统等控制，还能够实现对非线性系统、离散系统、不确定性系统等复杂系统的控制。在实际工程中，变结构控制已在电机与电力系统控制、机器人控制、航天器控制等领域取得了成功<sup>[35]</sup>。

顾名思义，变结构控制能够对结构随时间变化的系统实现控制。变结构系统具有两种或多种结构，为使系统切换到预定的结构下运行需相应得切换控制作用。因此，变结构控制在控制上是不连续的，是一种特殊的非线性控制。变结构控制系统框图如图 3.8 所示。控制作用何时切换取决于切换函数的取值。切换函数又称滑模函数（或滑模面），当系统运动状态到达滑模切换面时，控制作用切换。可定义控制作用和切换函数的关系式为：

$$u = \begin{cases} u^+, s(x) > 0 \\ u^-, s(x) < 0 \end{cases} \tag{3-1}$$

其中， $u$  为控制作用， $s(x)$  为切换函数。

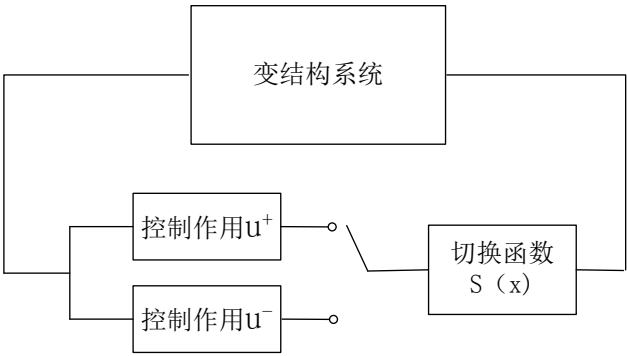


图 3.8 变结构控制框图

当系统状态运行于滑模切换面时，控制变量与目标参考值一致，系统控制目标得以实现。当系统状态没有运行在滑模切换面时，控制系统迫使运动状态向滑模面趋近并最终稳定在滑模面上。综上所述，滑模运动是一种根据当前系统状态，按控制规律不断地改变系统结构，强迫系统依照预定“滑动模态”的状态轨迹滑行。因此，滑模控制又被称为滑模变结构控制（sliding mode control ,SMC）<sup>[36]</sup>。

切换函数的设计在滑模控制系统的设计中至关重要。其可根据系统的控制要

求，按照控制变量的偏差以及偏差的各阶导数进行设计，且整个设计不受系统参数和外界扰动影响，从而具有鲁棒性强、动态响应快速、系统设计实现简单等优点。但切换函数一定要设计合适，否则将出现系统运动状态无法在滑模面上渐近稳定的情况。

在状态空间中，主要存在如图 3.9 所示的三种类型的点。

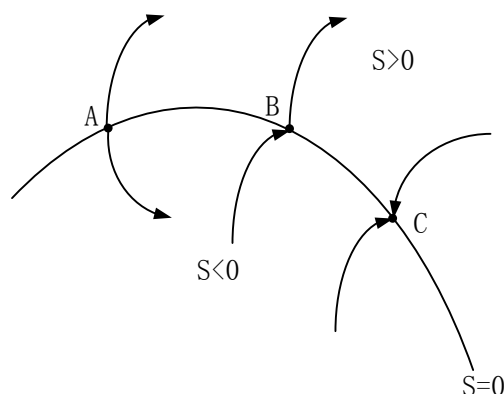


图 3.9 状态空间三种类型的点

如图所示，系统状态点能够运动到 A 点，但是又分别从滑模切换面  $s > 0$  和  $s < 0$  两个方向向外发散运动，由于 A 点在滑模面上，同时又是发散运动的出发点，故将 A 点称为起始点；同样，系统状态点也能够到达 B 点，但随后就从 B 点穿越滑模切换面，从切换函数的一个方向向另一个方向运动，将 B 点称为通常点；C 点不同于 A 点和 B 点，系统不但能够从不同方向到达滑模切换面，并且最终稳定在滑模面上，将 C 点称为终止点。由分析可知，A、B、C 三点存在的物理意义不同，其中 C 点是符合滑模控制要求的点。通过设计控制律可使所有的空间状态点都成为 C 点（即终止点），以实现良好的控制效果。

### 3.2.2 滑模变结构控制系统设计及基本问题

想要设计一个性能优越的滑模控制系统，一般需要采取以下几个步骤：

- (1) 选择滑模切换函数  $s(x)$ ；
- (2) 确定控制作用  $\mu$ ；
- (3) 滑模控制系统的优化。

#### 3.2.2.1 滑模切换函数

要想使设计的滑模控制系统具备动态响应快速、鲁棒性强、自适应能力好等优点，关键的一步在于选择滑模切换函数  $s(x)$ 。

控制 PWM 整流器，实际上就是控制开关器件开通和关断，属于二阶非线性

系统的控制问题。二阶非线性系统用如下一般通式表示：

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)\mu \quad (3-2)$$

可利用 PWM 整流器系统状态变量（输入交流电流和输出直流电压）的偏差以及偏差的导数进行适当的组合，设计得到控制系统的滑模切换函数：

$$s(x) = k_1 x + k_2 \dot{x} \quad (3-3)$$

其中， $k_1$ 、 $k_2$  为滑模切换面系数； $x$  为系统状态变量的偏差； $\dot{x}$  为系统状态变量偏差的导数。

按照上述方法设计的滑模切换函数应保证系统在滑模切换面  $s=0$  上的运行渐近稳定且具有良好的动态特性，即存在性问题<sup>[3]</sup>。通过终止点的运动来分析存在性问题。当系统的终止点从  $s>0$  侧到达滑模面  $s=0$  附近时，应满足  $\dot{s} \leq 0$ ，才能使系统在滑模面上渐近稳定；当系统的终止点从  $s<0$  侧到达滑模面  $s=0$  附近时，应满足  $\dot{s} \geq 0$ ，才能使系统在滑模面上渐近稳定。因此，可得到滑模控制存在性条件为：

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} \leq 0 \quad (3-4)$$

### 3.2.2.2 滑模控制律

通常，求解滑模控制律的方法有常值切换控制、函数切换控制和比例切换控制。

#### （1）常值切换控制

采用常值切换控制时，控制作用可表示为：

$$u = c_0 \operatorname{sgn}(s(x)) \quad (3-5)$$

其中， $c_0$  为待求常数； $\operatorname{sgn}(s(x))$  为符号函数，其取值情况为：

$$\operatorname{sgn}(s(x)) = \begin{cases} 1 & s(x) > 0 \\ 0 & s(x) = 0 \\ -1 & s(x) < 0 \end{cases} \quad (3-6)$$

根据式（3-5）和式（3-6）可知，控制律取值可为  $c_0$ 、0、 $-c_0$ 。因此，求解常值切换控制律即求解常数  $c_0$ 。

#### （2）函数切换控制

采用函数切换控制时，控制作用可表示为：

$$\mu = \mu_{eq} + c_0 \operatorname{sgn}(s(x)) \quad (3-7)$$

其中， $\mu_{eq}$  为等效控制作用。

### (3) 比例切换控制

采用函数切换控制时，控制作用可表示为：

$$\mu = \sum_{i=1}^k c_i x_i \quad k < n \quad (3-8)$$

其中， $c_i$  为比例切换控制系数，其值可按  $x_i$  和  $s$  乘积的取值符号进行切换，即：

$$c_i = \begin{cases} \alpha_i & x_i s > 0 \\ \beta_i & x_i s < 0 \end{cases} \quad \alpha_i, \beta_i \text{ 为常数} \quad (3-9)$$

通过上述方法确定控制作用  $\mu$ ，使所有运动轨迹于有限时间内到达滑模面，即可达性问题<sup>[3]</sup>对式 (3-4) 进行分析和变换，即可得到滑模控制可达性条件为：

$$\dot{s} s < 0 \quad (3-10)$$

#### 3.2.2.3 滑模控制系统的优化

在实际应用当中，设计好的滑模控制系统往往无法达到仿真时的控制效果，有时甚至完全失去控制作用。这主要是滑模控制系统的“抖振”问题造成的。由于开关动作本身的滞后、系统惯性以及状态检测误差的影响等，滑模控制系统的“抖振”问题是必然存在的。因此，只能利用适当的方法以减弱“抖振”，实现对滑模控制系统性能的改善。

削弱抖振的方法包括准滑动模态控制、趋近律方法、模糊控制理论及神经网络理论、先进控制理论等。下面对趋近律方法进行详细的介绍。

滑模控制系统状态点的运动分为到达过程和滑模运动。在到达过程中，要求状态点的运动快，以实现良好的控制品质。当状态点接近滑模面时，应减小状态点的速度，使之在较低速度或零速度下到达滑模面，从而削弱“抖振”。这种减小“抖振”的方法即趋近律方法。对目前几种典型的趋近律方法介绍如下：

$$(1) \text{ 等速趋近律: } \dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s, \varepsilon > 0 \quad (3-11)$$

等速趋近律的趋近速度为  $\varepsilon$ 。当  $\varepsilon$  取值小时，则趋近速度慢，调节时间长；当  $\varepsilon$  取值大时，则趋近速度快，调节时间短，但会引起较大的抖振。

$$(2) \text{ 指数趋近律: } \dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s - ks, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (3-12)$$

指数趋近律比等速趋近律复杂，但是通过增大  $k$ ，减小  $\varepsilon$ ，即可增大趋近速度，又可减小抖振。

$$(3) \text{ 幂次趋近律: } \dot{s} = -k |s|^\alpha \operatorname{sgn} s, k > 0, 0 < \alpha < 1 \quad (3-13)$$

幂次趋近律可以保证滑模控制系统满足可达性条件。

$$(4) \text{ 一般趋近律: } \dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s - f(s), \varepsilon > 0 \quad (3-14)$$

当  $\varepsilon$  和  $f(s)$  取不同值时, 可以得到上面所描述的各种趋近律。

### 3.3 基于滑模控制的三相电压型 PWM 整流器设计

PWM 整流器是一种强耦合、系统结构随时间变化的非线性系统, 使用传统控制方法难以满足高精度、快速动态响应等要求。而且, 传统的线性控制方式需要根据 PWM 整流器参数来设计控制环路参数, 当主电路参数变化或受到外界干扰时, 控制系统的控制效果变差, 严重时失去控制作用。滑模变结构控制系统的设计与系统参数无关, 且在系统受到外界干扰时能动态改变系统结构, 从而保证控制的稳定性。因此, 滑模变结构控制具有抗干扰能力强, 动态响应速度快等优点, 是解决非线性系统控制问题的重要方法之一。滑模变结构控制在本质上是一种开关控制, 它要求快速地切换系统的控制状态, 具有高频开关特性。与之相应, PWM 整流器在工作时需高频切换功率开关管的导通和关断状态, 因此滑模控制很适合应用于 PWM 整流器系统的控制。

目前, 大部分基于滑模控制的三相 PWM 整流器电压外环采用滑模控制, 电流内环采用传统的线性或非线性控制方法<sup>[22,37-45]</sup>, 并采用空间向量脉宽调制 SVPWM 技术对输入信号进行调制以生成控制开关管的 PWM 波形, 设计和实现较为复杂, 且对系统整体的动态响应速度和鲁棒性造成影响。本文提出双滑模控制方案, 即电压环和电流环均采用滑模控制, 可简化控制系统的设计和实现, 并保证整个系统具有良好的鲁棒性和动态性能。

#### 3.3.1 基于滑模控制的电压环设计

三相电压型 PWM 整流器有两个自由度  $S_d$ 、 $S_q$ 。其中,  $S_d$  可用于控制直流母线电压  $v_{dc}$ ;  $S_q$  可用于获得单位输入功率因数。交流输入电流  $i$  由有功电流分量  $i_d$  和无功电流分量  $i_q$  组成, 三者满足关系式  $i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ 。分析上式可知, 控制  $i_q = 0$ , 可得到  $i = i_d$ , 从而得到  $\text{PF} = 1$ 。因此, 可以通过控制输入电流无功分量  $i_q$  的大小, 以实现单位功率因数控制的目的。结合上述分析, 考虑将  $v_{dc}$ 、 $i_q$  作为控制输出变量, 并根据输入变量和输出变量之间的线性状态空间模型式 (2-17) 推算出稳态时状态空间方程的能控标准型<sup>[22,46]</sup>:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ v_{dc} \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{S_q v_{dc}}{L} + \frac{e_q}{L} \\ \theta \\ -\frac{L}{R}\theta - \frac{S_d^2 + S_q^2}{LC}v_{dc} - \frac{Ri_o}{LC} - \frac{1}{C}\frac{di_o}{dt} + \frac{\omega(S_d i_q - S_q i_d)}{C} + \frac{S_d e_d + S_q e_q}{LC} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

其中

$$\theta = \frac{S_d i_d + S_q i_q - i_o}{C} \quad (3-16)$$

滑模控制最终要实现整流器交流侧功率因数  $\text{PF}=1$ （即输入无功电流跟踪给定无功电流  $i_q^* = 0$ ）和输出电压  $v_{dc}$  跟踪给定电压，属于非线性系统的跟踪问题。根据文献[46]设计滑模面：

$$\begin{cases} s_1(e_{i_q}, t) = k_{e_{i_q}}(i_q^* - i_q) = 0 \\ s_2(e_{v_{dc}}, e_{\theta}, t) = (v_{dc}^* - v_{dc}) + \beta(\theta^* - \theta) \\ = (v_{dc}^* - v_{dc}) + \beta \frac{dv_{dc}^*}{dt} + \frac{\beta}{C}i_o - \frac{\beta}{C}(S_d i_d + S_q i_q) = 0 \end{cases} \quad (3-17)$$

式中， $i_q^*$ 、 $v_{dc}^*$ 、 $\theta^*$  分别代表无功电流、输出电压、输出电压一阶导数的参考值； $e_{i_q}$ ， $e_{v_{dc}}$ ， $e_{\theta}$  分别代表无功电流、输出电压、输出电压一阶导数参考值与实际值的偏差。 $\beta$  是时间常数，取值大于 0。在一定范围内， $\beta$  取值越大，输出电压达到稳定的时间越短。但  $\beta$  不能过大，否则会激发建立数学模型时被忽略的频率较高的成分，导致系统性能变差甚至完全破坏。不计电路损耗，则整流器交流侧输入功率  $P_{AC}$  等于直流侧输出功率  $P_{DC}$ 。考虑电容稳态平均电流为 0，有

$$\begin{cases} e_d i_d + e_q i_q = v_{dc} i_o \\ S_d i_d + S_q i_q = i_o \end{cases} \quad (3-18)$$

在旋转 d-q 坐标系下， $e_d = \sqrt{3}V_{RMS}$ （ $V_{RMS}$  为相电压有效值）， $e_q = 0$ 。由式(3-18)得：

$$\begin{cases} S_d = \frac{e_d}{v_{dc}} = \frac{\sqrt{3}V_{RMS}}{v_{dc}} \\ S_q = \frac{e_q}{v_{dc}} = 0 \end{cases} \quad (3-19)$$

将式（3-19）代入滑模函数  $s_2(e_{v_{dc}}, e_{\theta}, t)$  得：

$$s_2(e_{v_{dc}}, e_\theta, t) = [(v_{dc}^* - v_{dc}) + \beta \frac{dv_{dc}^*}{dt} + \frac{\beta}{C} i_o] \frac{C v_{dc}}{\beta \sqrt{3} V_{RMS}} - i_d = 0 \quad (3-20)$$

结合式 (3-17)、式 (3-20)，得到系统的滑模函数为：

$$\begin{cases} i_q^* - i_q = 0 \\ i_d^* - i_d = 0 \end{cases} \quad (3-21)$$

其中

$$\begin{cases} i_q^* = 0 \\ i_d^* = [(v_{dc}^* - v_{dc}) + \beta \frac{dv_{dc}^*}{dt} + \frac{\beta}{C} i_o] \frac{C v_{dc}}{\beta \sqrt{3} V_{RMS}} \end{cases} \quad (3-22)$$

### 3.3.2 基于滑模控制的电流环设计

根据参考文献[47]，可定义电流内环的滑模函数为

$$\begin{cases} s_a = e_{i_a} = i_a^* - i_a \\ s_b = e_{i_b} = i_b^* - i_b \\ s_c = e_{i_c} = i_c^* - i_c \end{cases} \quad (3-23)$$

其中， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为交流侧各相电流； $i_a^*$ 、 $i_b^*$ 、 $i_c^*$  为交流侧各相电流参考值，由电压环滑模控制器输出的参考电流信号  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  经坐标转换得到； $e_{i_a}$ 、 $e_{i_b}$ 、 $e_{i_c}$  为跟踪误差电流。对于三相对称系统， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  和  $i_a^*$ 、 $i_b^*$ 、 $i_c^*$  均满足相互对称。由式 (3-23) 可推知，滑模子函数  $s_a$ 、 $s_b$ 、 $s_c$  也应满足相互对称，即滑模函数中只有两个滑模子函数是相对独立的。根据  $s \dot{s} < 0$  和式 (2-12)、式 (3-23) 有：

$$\begin{cases} s_a \frac{ds_a}{dt} = s_a \left( \frac{di_a^*}{dt} - \frac{1}{L} e_a + \frac{R}{L} i_a - \frac{1}{L} v_{dc} \mu_{a-con} \right) < 0 \\ s_b \frac{ds_b}{dt} = s_b \left( \frac{di_b^*}{dt} - \frac{1}{L} e_b + \frac{R}{L} i_b - \frac{1}{L} v_{dc} \mu_{b-con} \right) < 0 \end{cases} \quad (3-24)$$

其中， $\mu_{a-con}$ 、 $\mu_{b-con}$  分别为 a、b 相的控制作用，控制所有的系统运动状态于有限时间之内到达滑模面<sup>[3]</sup>。

电流内环滑模控制采用常数切换控制律<sup>[35]</sup>：

$$\begin{cases} \mu_{a-con} = -k_a \text{sign}(s_a) \\ \mu_{b-con} = -k_b \text{sign}(s_b) \end{cases} \quad (3-25)$$

式中， $k_a$ 、 $k_b$  为电流环滑模控制系统的设计参数。其只需满足式 (3-26)，即能保证系统满足滑模控制可达性条件。



$$\begin{cases} k_a > |Ldi_a^*/dt - e_a + Ri_a|/v_{dc} \\ k_b > |Ldi_b^*/dt - e_b + Ri_b|/v_{dc} \end{cases} \quad (3-26)$$

由式 (2-12)、式 (3-25) 得：

$$\begin{cases} \mu_{a-con} = -k_{s_a} \text{sign}(s_a) \\ \mu_{b-con} = -k_{s_b} \text{sign}(s_b) \end{cases} \quad (3-27)$$

结合式 (3-25)、式 (3-27) 可知，当滑模函数  $s_a$ 、 $s_b$  的正负符号（正号表示大于 0，负号表示小于 0）已知时，开关函数  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  的数值（“1”代表导通，“0”代表关断）即能确定。假设滑模函数满足  $s_a < 0$ ， $s_b < 0$ ，由式 (3-27) 得：

$$\begin{cases} 2S_a - S_b - S_c > 0 \\ 2S_b - S_a - S_c > 0 \end{cases} \quad (3-28)$$

满足上述方程组时，开关函数  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  取值只有 (1, 1, 0)。以此类推，根据滑模函数其它的取值组合，可以得到与之唯一对应的开关模式。经归纳总结，得到滑模控制规律如下表 3.1 所示。

表 3.1 滑模控制规律

$s_a$	$s_b$	$s_c$	$\mu_{a-con}$	$\mu_{b-con}$	$\mu_{c-con}$	对应开关模式
+	+	-	-	-	+	(0, 0, 1)
-	+	-	+	-	+	(1, 0, 1)
-	+	+	+	+	-	(1, 0, 0)
-	-	+	+	+	-	(1, 1, 0)
+	-	+	-	+	-	(0, 1, 0)
+	-	-	-	+	+	(0, 1, 1)

为减少开关切换次数，降低开关损耗，可对滑模函数进行如下改进：

$$\dot{s}_x = \begin{cases} s_x + \xi \text{sign}(s_x), & -p \leq s_x \leq p \\ s_x, & s_x > p \text{ 或 } s_x < -p \end{cases} \quad (3-29)$$

式中， $x=a,b,c$ ， $\xi > 0$ ， $p > 0$ 。合理设置参数  $p$ 、 $\xi$ ，当滑模函数的数值在  $-p$  和  $p$  的范围之间时，不切换开关或尽量减少切换开关。当系统进入滑动模态时，也可以通过控制开关适当工作在零矢量 (0, 0, 0) 或 (1, 1, 1) 模式来减少开关切换次数。

同时，考虑采用变趋近律的滑模控制方式（如指数趋近律、幂次趋近律<sup>[35]</sup>），让运动点在离滑模面较远时，采用较大的趋近律，缩短调节时间，提高动态响应

速度；在接近滑模面时,采用较小的趋近律或零趋近律，从而大大降低系统进入滑动模态时开关的切换频率。综合采用上述方法，既能降低开关耗能，提高整流器工作效率；又可减弱滑模控制系统的“抖振”现象<sup>[35]</sup>，提高系统可靠性，利于工程实现。

### 3.4 本章小结

本章节首先介绍了常用控制策略的控制原理，并对其控制优缺点进行简要的分析。阐述了滑模变结构控制理论，提出滑模变结构控制的基本问题。分析了滑模控制应用于 PWM 整流器的可行性，并根据三相 VSR 数学模型和滑模控制理论设计电压环滑模控制器以及电流环滑模控制器。最后，对电流环滑模控制算法提出改进方法，以降低开关损耗、削弱“抖振”现象，有利于工程实现。

## 第 4 章 系统仿真与结果分析

在三相 VSR 软硬件设计之前,利用 Matlab/Simulink 仿真平台搭建系统仿真模型,对不同控制策略进行对比仿真,验证本文方案的可行性与优越性。

### 4.1 系统仿真模型搭建

通过 Matlab/Simulink 搭建的系统仿真模型如图 4.1 所示。

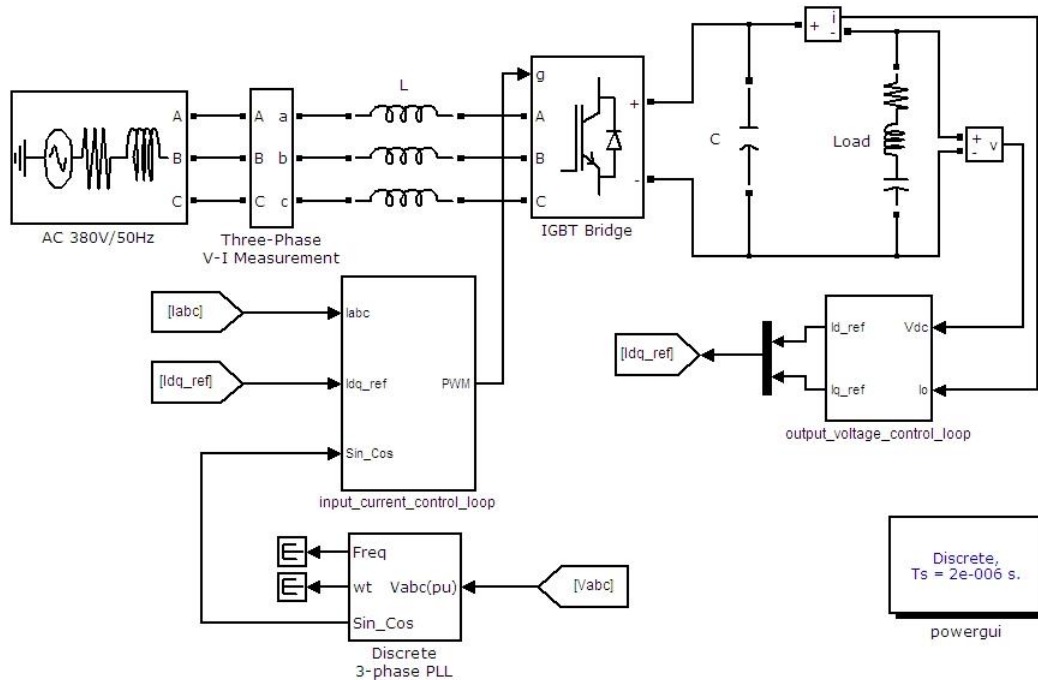


图 4.1 三相电压型 PWM 整流器系统仿真模型

采用模块化的方法搭建系统仿真模型。其中, `output_voltage_control_loop` 模块是电压外环控制模块, `input_current_control_loop` 模块是电流内环控制模块。在采用不同控制策略进行仿真时, 只需对电压外环控制模块和电流内环控制模块进行相应的更换即可, 简单方便。为了比较传统线性控制策略、传统线性控制与现代非线性控制结合控制策略以及现代非线性控制策略的控制性能, 对以下三种具有代表性的控制策略进行仿真: 第一种是电压控制环、电流控制环均采用 PI 控制方法; 第二种是电压控制环应用滑模变结构控制方法, 电流控制环应用 PI 控制方法; 第三种是电压控制环、电流控制环均采用滑模变结构控制的双滑模控制方法(即本文提出的控制方案)。下面根据各自的控制策略, 搭建 `output_voltage_control_loop` 模块和 `input_current_control_loop` 模块。

### 4.1.1 电压外环控制模块搭建

当电压外环采用 PI 控制时，搭建的 output\_voltage\_control\_loop 模块如图 4.2 所示。

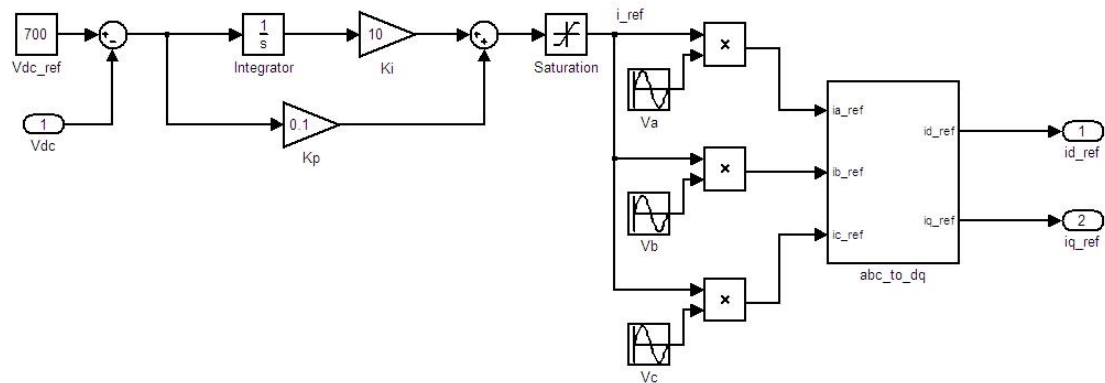


图 4.2 PI 控制的电压外环控制模块

搭建 PI 控制的电压外环模块过程如下：首先采样直流侧母线电压  $v_{dc}$ ，并与参考电压  $v_{dc\_ref}$  进行比较，得到电压误差信号。然后对误差信号进行 PI 控制，输出通过限流环节得到电流内环参考电流幅值。利用乘法器对参考电流幅值以及网侧各相电压同相位的单位正弦量作乘法运算，得到交流输入电流在三相静止坐标系下的参考电流信号  $i_{a\_ref}$ 、 $i_{b\_ref}$ 、 $i_{c\_ref}$ ，并通过 abc\_to\_dq 模块进行坐标转换，最终输出两相旋转坐标系下的参考电流信号  $i_{d\_ref}$ 、 $i_{q\_ref}$ 。其中，按文献[3]设计 PI 控制环节的比例积分参数分别为  $k_p = 0.1$ ， $k_i = 10$ 。

当电压外环采用滑模控制时，搭建的 output\_voltage\_control\_loop 模块如图 4.3 所示。

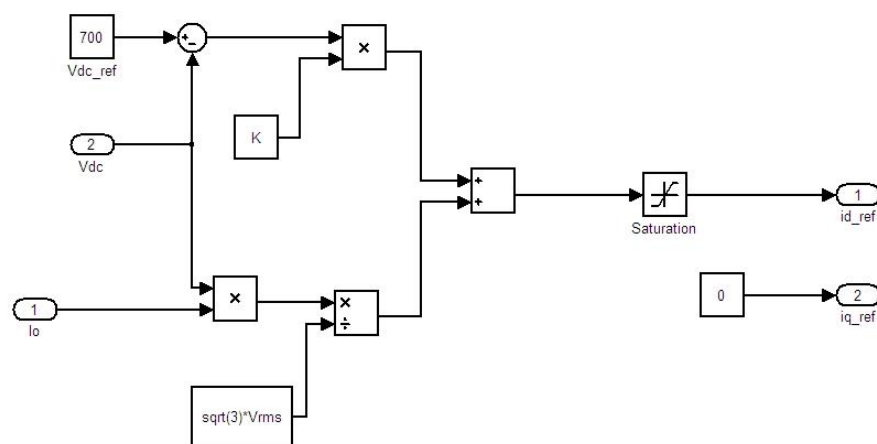


图 4.3 滑模控制的电压外环控制模块

采用滑模控制的电压外环模块主要是实现式（3-22）所描述的滑模控制算法，以得到电流内环两相旋转坐标系下的参考电流信号  $i_{d\_ref}$ 、 $i_{q\_ref}$ 。其中， $i_{d\_ref}$  由控制算法计算得到， $i_{q\_ref}$  取值为 0（即电流无功分量为 0）。模块参数中， $v_{rms}$  为相电压有效值， $k = C v_{dc} / \sqrt{3} \beta v_{rms}$ ， $\beta$  取值为 0.01。

#### 4.1.2 电流内环控制模块搭建

当电流内环采用 PI 控制时，input\_current\_control\_loop 模块如图 4.4 所示。

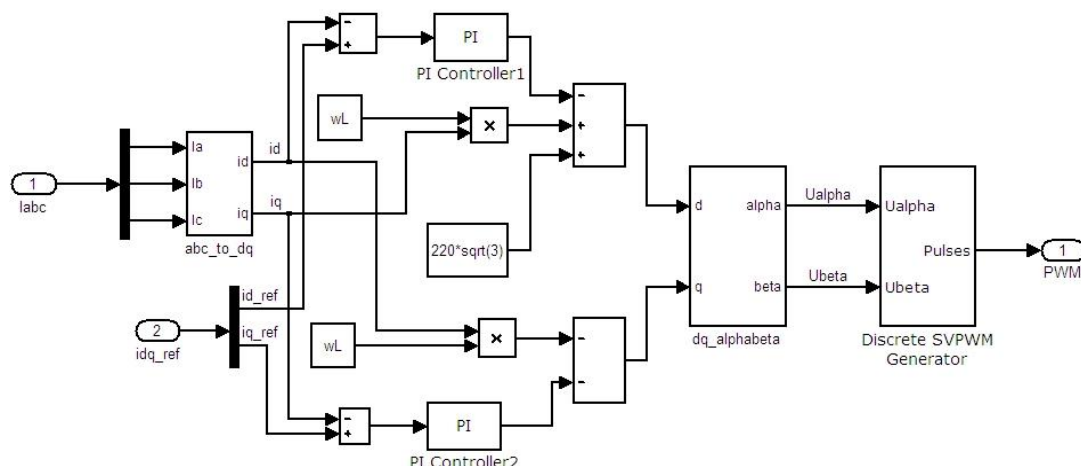


图 4.4 PI 控制的电流内环控制模块

搭建 PI 控制的电流内环模块过程如下：首先采样三相交流输入电流，并将其转换为两相旋转坐标系下的有功、无功电流分量。然后根据文献[48]中三相电压型 PWM 整流器电流内环 PI 控制的控制算法，得到两相旋转坐标系下的目标电压矢量。并将其转换到两相静止坐标系下，作为空间矢量脉宽调制的输入电压调制信号，最终调制生成控制开关管的 PWM 波形。模块参数中， $\omega$  为电网电压角频率， $L$  为电感量，PI 控制模块的参数根据文献[3]设计为  $k_p = 500$ ， $k_i = 100$ 。

当电流内环采用滑模控制时，input\_current\_control\_loop 模块如图 4.5 所示。采用滑模控制的电流内环模块主要是实现表 3.1 所示的滑模控制律。将电压控制外环输出的电流参考信号  $i_{d\_ref}$ 、 $i_{q\_ref}$  通过 abc\_to\_dq 坐标转换模块得到电流参考信号  $i_{a\_ref}$ 、 $i_{b\_ref}$ 、 $i_{c\_ref}$ 。使之与交流侧采样的实际电流进行比较，并根据滑模控制律最终生成控制开关管的 PWM 波形。滑模控制律对应的开关表由模块中的选择开关 Switch1、Switch2、Switch3 以及逻辑操作 NOT 模块即可实现，设计简单方便。仿真时，设定 Switch 模块参数为  $u2 \geq 0$ 。当输入信号符合条件时，上开关导

通，输出逻辑变量 1；当输入信号不符合条件时，下开关导通，输出逻辑变量 0。逻辑变量 1、0 分别对应 PWM 波形的高、低电平，从而控制输出 PWM 的生成。

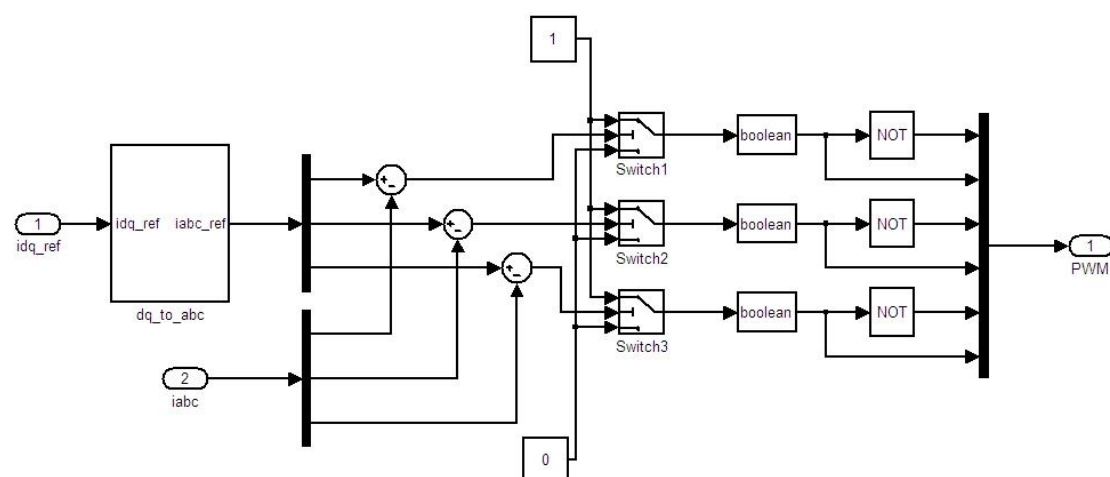


图 4.5 滑模控制的电流内环控制模块

根据式 (3-29) 对电流内环滑模控制算法进行改进，得到改进之后的电流内环控制模块如图 4.6 所示。

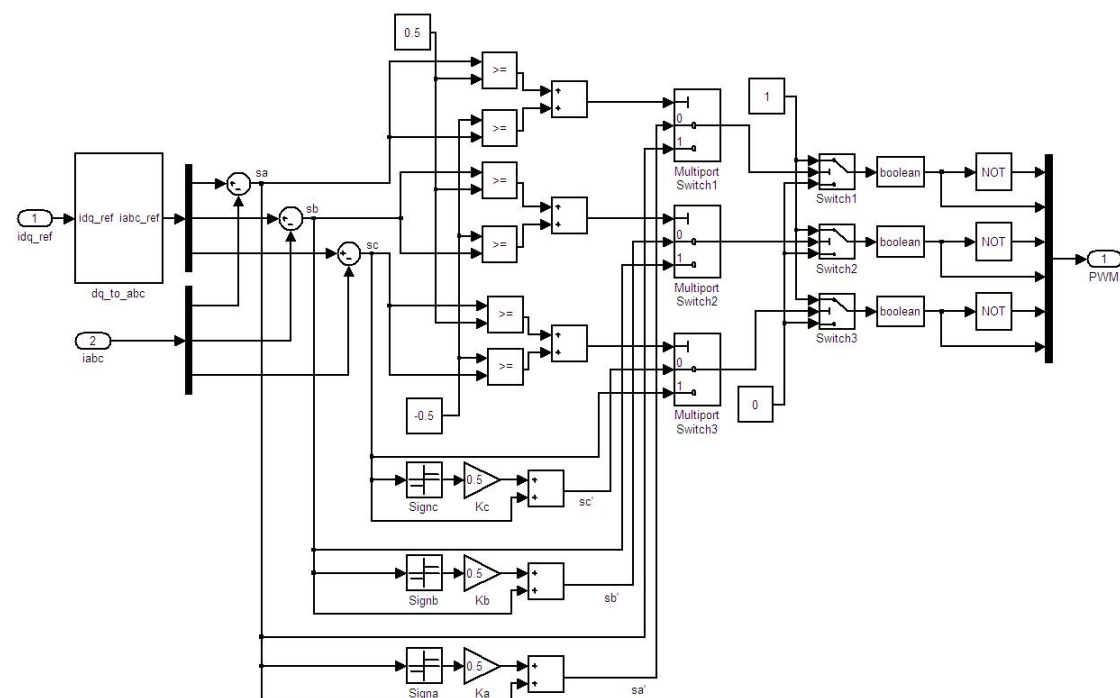


图 4.6 算法改进的电流内环控制模块

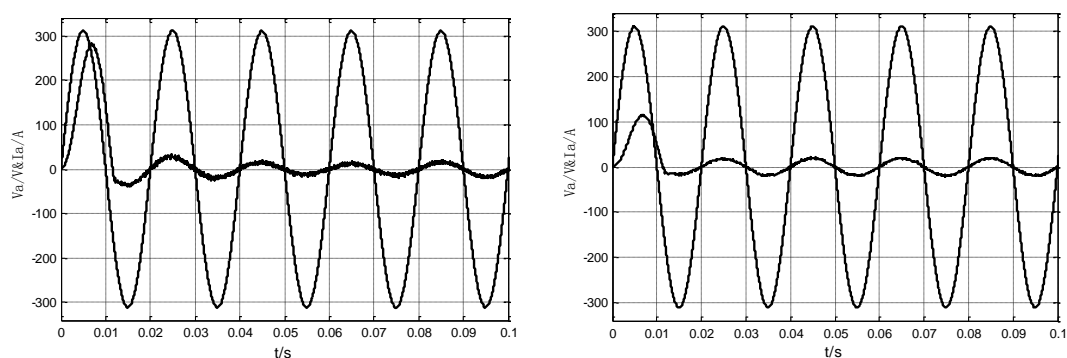
将滑模函数的值输入 Compare To Constant 模块，分别与式 (3-29) 中设置的参数  $p$ 、 $-p$  进行比较，并将所得结果相加。当结果为 1 时，滑模函数取值大于  $p$  或小于  $-p$ ；当结果为 0 时，滑模函数取值大于  $-p$  小于  $p$ 。将结果输入到 Multiplex

Switch 模块，输入为 1 时输出滑模函数  $s_x$ ，输入为 0 时输出滑模函数  $s'_x$ （其中， $x=a,b,c$ ， $s'_x$  为改进之后的滑模函数）。滑模控制律的实现方法同上。在模块中，参数  $\xi$ 、 $p$  均设置为 0.5。

## 4.2 系统仿真及仿真结果分析

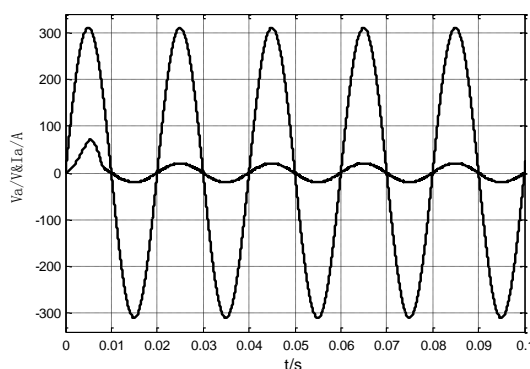
设置三相 VSR 系统主电路仿真参数如下：交流侧输入电压 220V，电压频率 50HZ，直流侧母线电压 700V，交流侧电感的电感量 4.0mH，直流侧电容的容量 3000  $\mu$ F，整流器功率等级 7.5kW，开关频率 10kHz。利用上述搭建的电压外环、电流内环仿真模块，对三种控制策略进行仿真，并比较、分析仿真结果。

图 4.7 为 A 相交流输入电压和 A 相交流输入电流的仿真图形。



(a) 电压外环 PI 控制+电流内环 PI 控制

(b) 电压外环滑模控制+电流内环 PI 控制



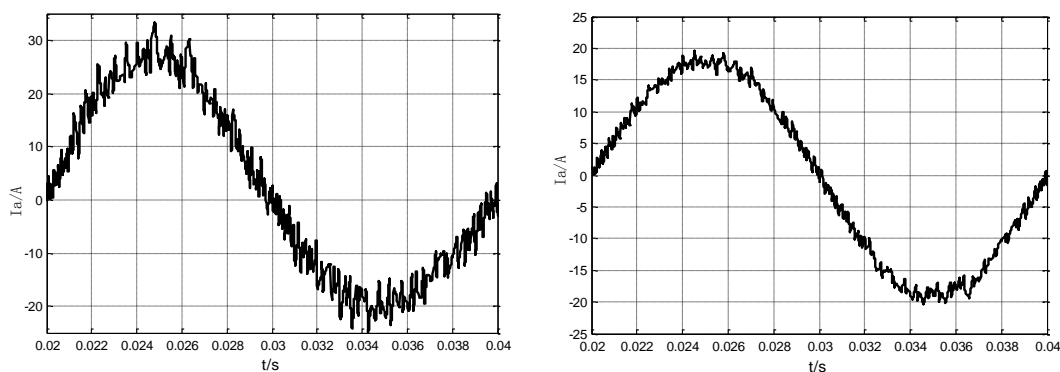
(c) 电压外环滑模控制+电流内环滑模控制

图 4.7 A 相交流输入电压和交流输入电流图形

由 (a)、(b)、(c) 图可知，采用三种控制策略均能使交流输入电流跟踪交流输入电压，实现交流输入电流的正弦化。经比较，当电压外环、电流内环均采用 PI 控制时，交流输入电流在  $t=0.015s$  时跟踪上交流输入电压，电流动态响应最慢；

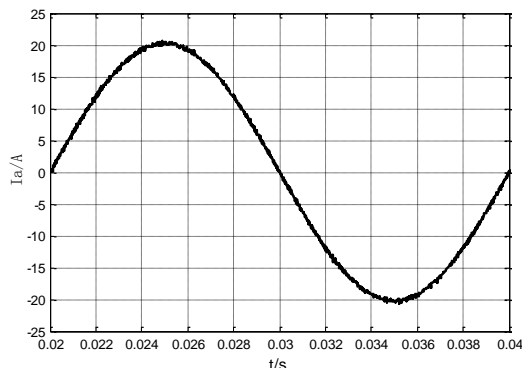
当采用双滑模控制时，交流输入电流在  $t = 0.01\text{s}$  时跟踪上交流输入电压，电流动态响应最快。且在交流输入电流未跟踪上交流输入电压时，前一种控制策略中交流输入电流的峰值最大，提高了对系统开关器件的电流参数要求，增加系统成本。采用双滑模控制时，交流输入电流的峰值得到了很好的抑制，从而降低了对系统开关器件的电流参数要求，有利于提高系统的可靠性，并且降低系统设计成本。

图 4.8 为 A 相交流输入电流在单个周期内（0.02~0.04s）的波形图。



(a) 电压外环 PI 控制+电流内环 PI 控制

(b) 电压外环滑模控制+电流内环 PI 控制



(c) 电压外环滑模控制+电流内环滑模控制

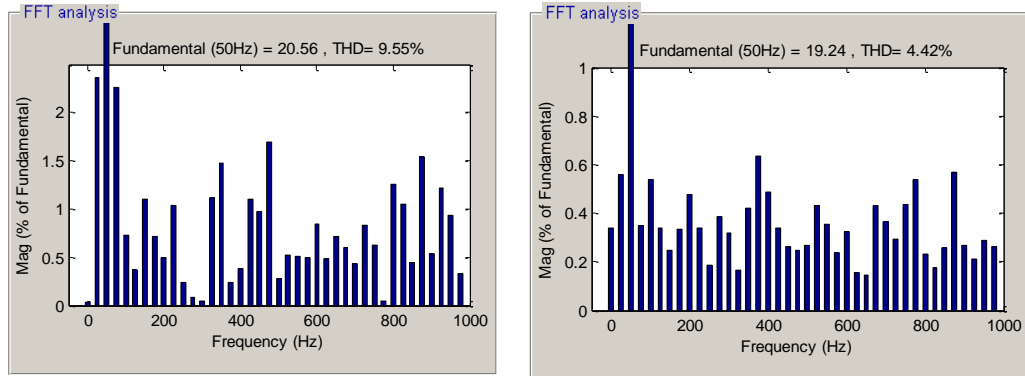
图 4.8 A 相交流输入电流单周期波形图

比较图 (a)、(b)、(c) 可知，当电压外环采用 PI 控制时，电流在 0.02~0.03s 内幅值偏大，仍未达到稳定。而采用滑模控制时，电流在 0.02~0.03s 内已经达到稳定状态，电流稳定能力好。观察波形可知，采用传统 PI 控制时，交流输入电流纹波最大。而采用双滑模控制时，电流波形平滑，纹波最小。

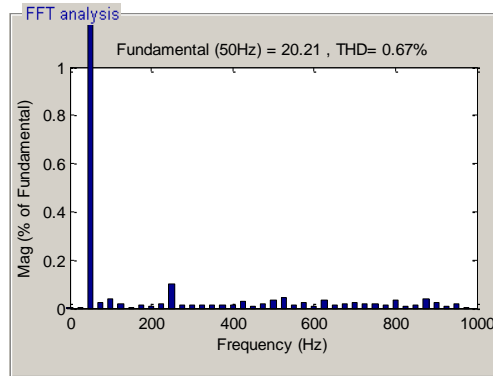
图 4.9 为 A 相交流输入电流经傅立叶分析得到的谐波含量分布图。图中，基波分量（50HZ）的数值用 100 表示。由于其它各次谐波分量数值较小，故图中未



完全显示基波分量的数值，以利于其它各次谐波的观察和分析。



(a) 电压外环 PI 控制+电流内环 PI 控制      (b) 电压外环滑模控制+电流内环 PI 控制



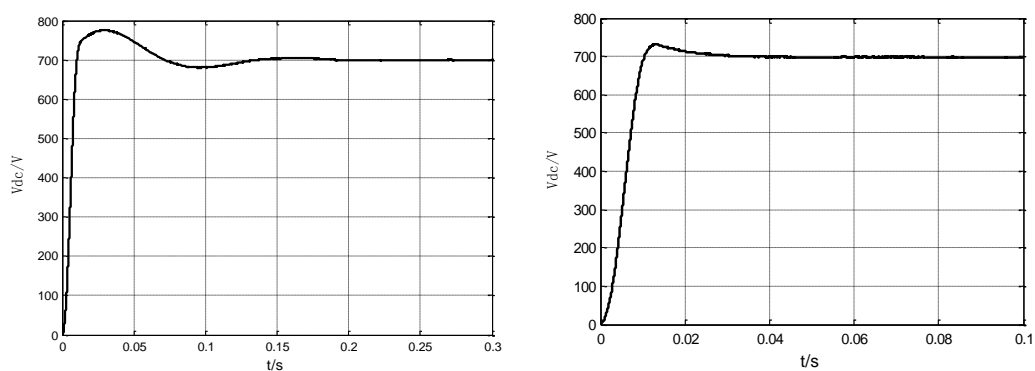
(c) 电压外环滑模控制+电流内环滑模控制

图 4.9 A 相交流输入电流谐波含量图

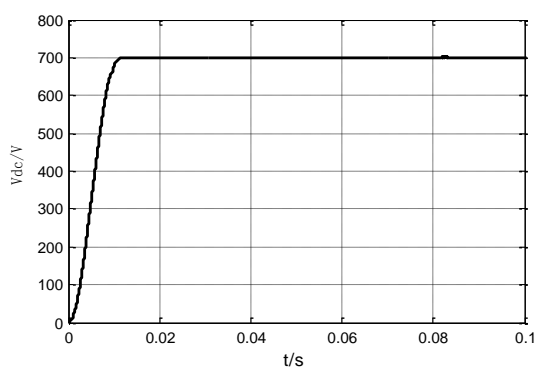
由图 4.7 可以得知，交流侧输入电流均能够完全跟踪交流输入电压，位移因子  $\cos \alpha = 1$ 。由图 4.9 的 (a) 图可知，A 相交流输入电流总谐波畸变  $\text{THD}=9.55\%$ ，功率因数  $\text{PF}=\cos \alpha / \sqrt{1+\text{THD}^2}=0.9909$ ；由 (b) 图可知，A 相交流输入电流  $\text{THD}=4.42\%$ ，功率因数  $\text{PF}=\cos \alpha / \sqrt{1+\text{THD}^2}=0.99902$ ；由 (c) 图可知，A 相交流输入电流  $\text{THD}=0.67\%$ ，功率因数  $\text{PF}=\cos \alpha / \sqrt{1+\text{THD}^2}=0.99998$ ，几乎为 1，实现网侧输入电流单位功率因数控制。

图 4.10 为直流侧电压动态响应波形图。

分析图 (a) 可知，当电压控制环、电流控制环都应用传统 PI 控制时，直流侧电压在  $t=0.18\text{s}$  附近达到稳定，动态响应慢，且存在超调量；分析图 (b) 可知，直流侧电压在  $t=0.03\text{s}$  附近达到稳定，动态响应较快，但仍存在超调量；分析图 (c) 可知，直流侧电压在  $t=0.01\text{s}$  附近达到稳定，动态响应快，且不存在超调量。



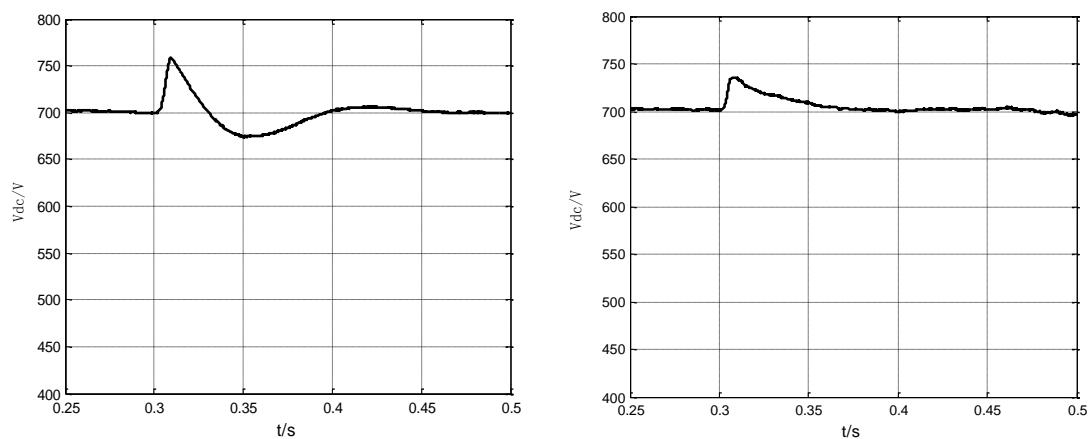
(a) 电压外环 PI 控制+电流内环 PI 控制      (b) 电压外环滑模控制+电流内环 PI 控制



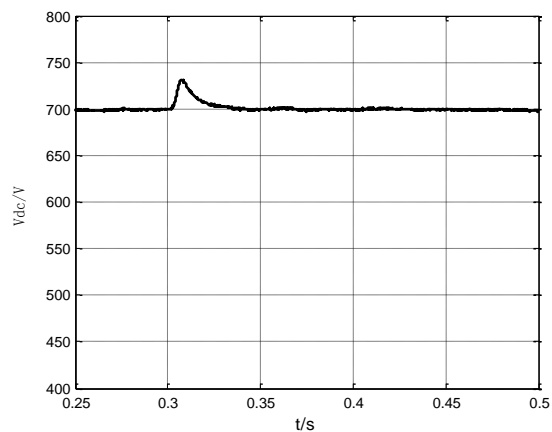
(c) 电压外环滑模控制+电流内环滑模控制

图 4.10 直流侧电压动态响应波形

图 4.11 为网侧电压受电网干扰影响由额定电压突变为 150%额定电压时直流母线电压的动态响应波形（考虑系统进入稳态所需时间以及仿真运行时间，设置在  $t = 0.3s$  时受到电网干扰，持续时间为  $0.005s$ ，即  $1/4$  个电网周期）。



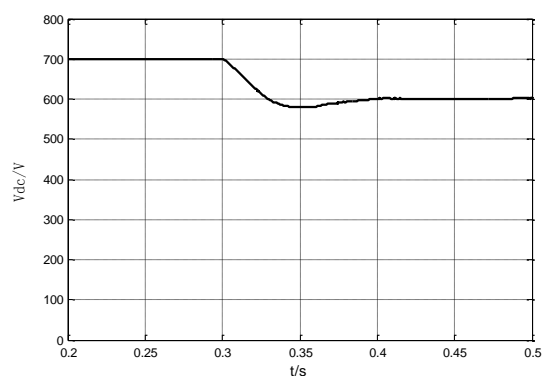
(a) 电压外环 PI 控制+电流内环 PI 控制      (b) 电压外环滑模控制+电流内环 PI 控制



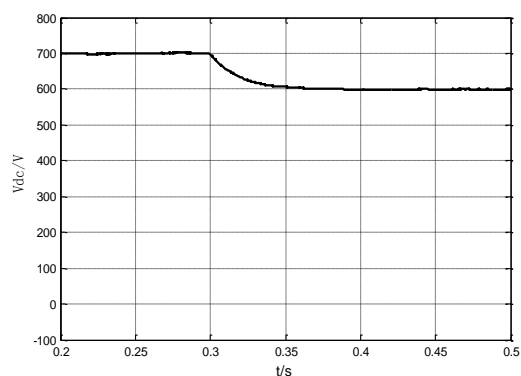
(c) 电压外环滑模控制+电流内环滑模控制

图 4.11 网侧电压由额定电压突变为 150% 额定电压时直流电压的动态响应图形 ( $t=0.3s$ )

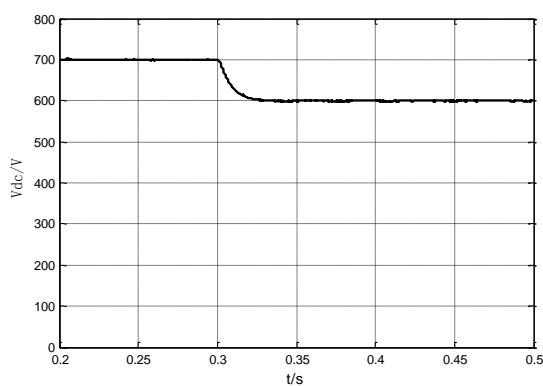
图 4.12 为直流侧母线电压指令由 700V 变为 600V 时直流电压的动态响应波形 ( $t = 0.3s$ )。



(a) 电压外环 PI 控制+电流内环 PI 控制



(b) 电压外环滑模控制+电流内环 PI 控制



(c) 电压外环滑模控制+电流内环滑模控制

图 4.12 母线电压指令由 700V 变为 600V 时直流电压的动态响应图形 ( $t=0.3s$ )

比较图 4.11 (a)、(b)、(c) 和图 4.12 (a)、(b)、(c) 可知，当网侧电压受到干扰或直流侧负载发生变化时，电压外环、电流内环均采用 PI 控制的 PWM 整流器直流母线电压波动最大，动态响应最慢；而采用双滑模控制的 PWM 整流器直流母线电压波动最小，动态响应最快。由此可知，采用双滑模控制的三相 VSR 具有更优越的动态响应特性以及鲁棒性。

图 4.13 为电流内环滑模函数  $s_a$  在算法改进前后的仿真图形。

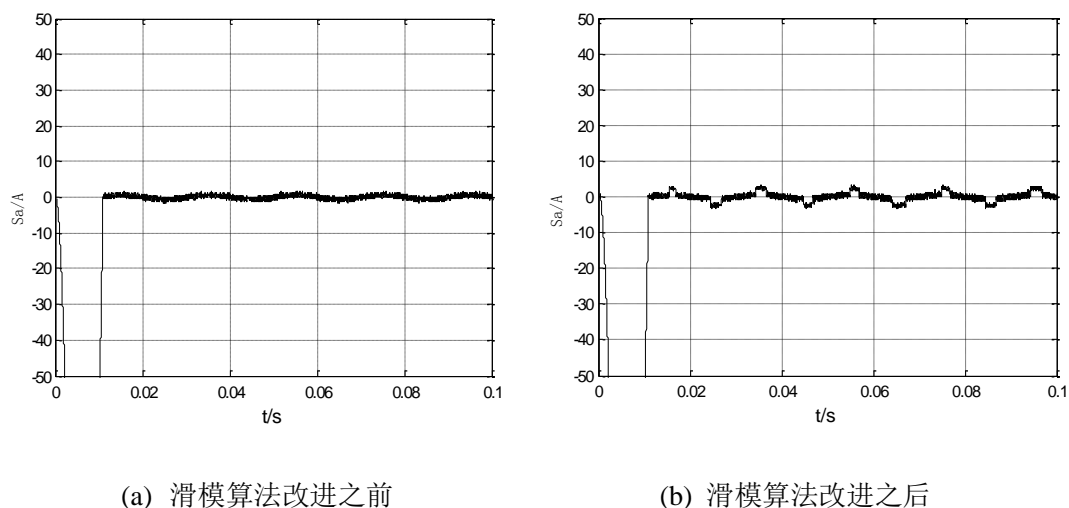


图 4.13 电流内环滑模函数  $s_a$  的曲线

图 4.14 为与滑模函数  $s_a$  对应的 A 相上桥臂开关管的控制脉冲。

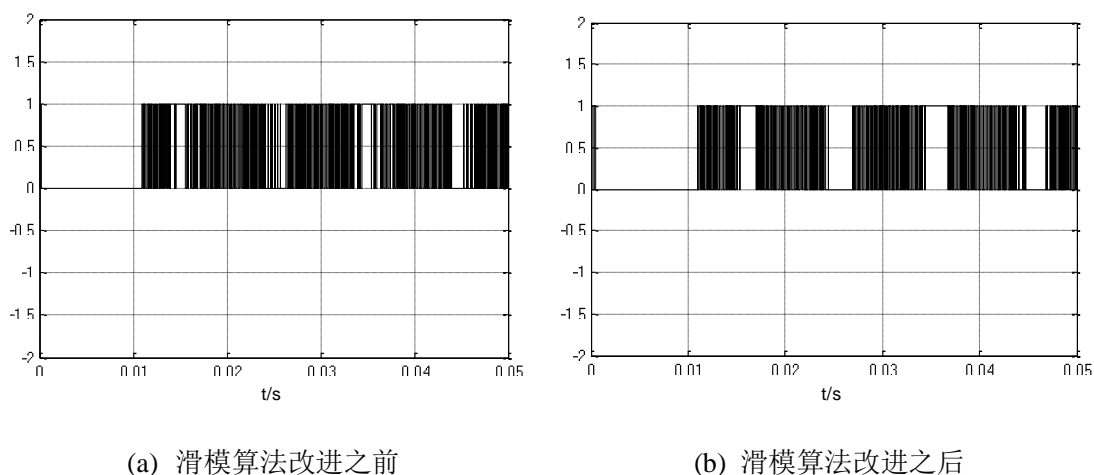


图 4.14 A 相上桥臂开关管控制脉冲

分析图 4.13 和图 4.14 可知，当系统进入滑动模态之后，滑模函数在滑模面附近作高频运动，对应生成开关器件的高频控制脉冲，按滑模控制规律快速切换开关器件的“开”、“关”状态，从而实现对 PWM 整流器网侧输入电流以及直流侧输出

电压的实时控制。比较图 4.13 的 (a)、(b) 图以及图 4.14 的 (a)、(b) 图可知，在滑模算法改进之后，滑模函数穿越滑模面的次数减少，与之对应的开关切换次数也随之较少，开关频率降低。由此可以验证，滑模算法的改进可减少开关损耗，并在一定程度上削弱“抖振”。

### 4.3 本章小结

本章节利用 Matlab/Simulink 仿真平台建立了三相 VSR 系统的仿真模型，设置主电路参数和控制系统参数，对传统 PI 控制、滑模控制与传统 PI 控制相结合、滑模控制三种具有代表性的控制策略进行对比仿真。由仿真结果可知，本文提出的方案切实可行，并且在控制性能方面更加优越，鲁棒性强、动态响应快速。并对滑模控制算法改进之后的系统模型进行仿真，结果表明，滑模算法的改进可减少开关损耗，并在一定程度上削弱“抖振”，有利于滑模控制系统的工程实现。

## 第 5 章 三相电压型 PWM 整流器软硬件设计

### 5.1 三相电压型 PWM 整流器主电路设计

三相 VSR 主电路的设计内容主要包括主电路拓扑结构设计和主电路重要参数设计。主电路重要参数设计包括直流侧母线电压设计、交流侧电感设计、直流侧电容设计等。以下对主电路的设计进行具体的介绍。

#### 5.1.1 主电路拓扑结构设计

在进行三相 VSR 主电路设计时，可以在图 2.3 所示的主电路中添加相应的功能模块，以满足整流器的性能指标和设计要求。

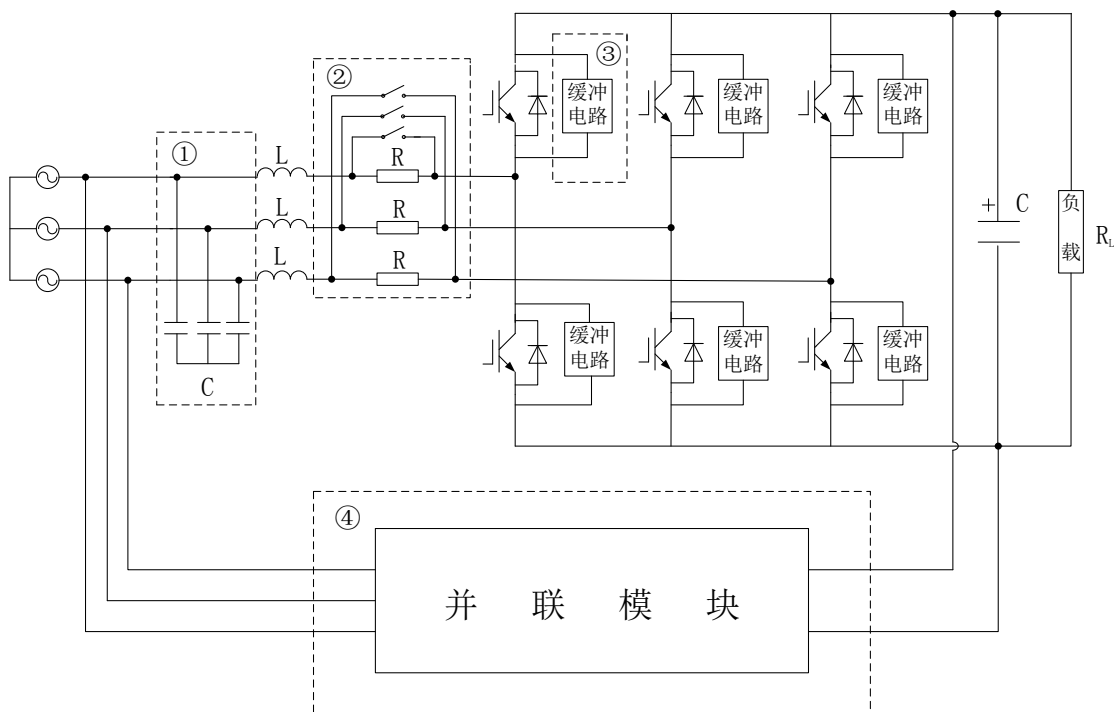


图 5.1 主电路拓扑结构

功能模块①为滤波电容  $C$  模块。滤波电容对网侧电压进行滤波，一方面可减少输入电流的谐波，另一方面可抑制高频信号对电压过零点的干扰，以准确获得系统过零点，有利于控制系统的精确控制。功能模块①也可用 LCL 滤波模块代替，在滤波效果相同的条件下，可减小滤波电感值，加快系统动态响应速度。

功能模块②为预充电电路模块。在电网电压加载的瞬间，直流侧电容相当于短路。在没有预充电模块时，电网电压直接加载到 IGBT 的两端，产生很大的冲击电流，造成开关器件的损坏。添加预充电模块之后，预充电模块可在电网电压

加载的瞬间使开关处于断开状态，电网电压通过电阻  $R$  加载到 IGBT 的两端，电流得到了限制，从而起到保护开关器件的作用。当直流侧电容充电到一定值时，预充电模块开关闭合，短路电阻  $R$ ，以降低电路损耗。

功能模块③为缓冲电路模块。由于 PWM 整流器开关器件工作在高频开关状态，使用缓冲电路一方面可以避免因电压、电流变化极率大而引起的过电压、过电流，确保开关器件的安全运行；另一方面可以减少开关损耗。常见的缓冲电路结构如图 5.2 所示。

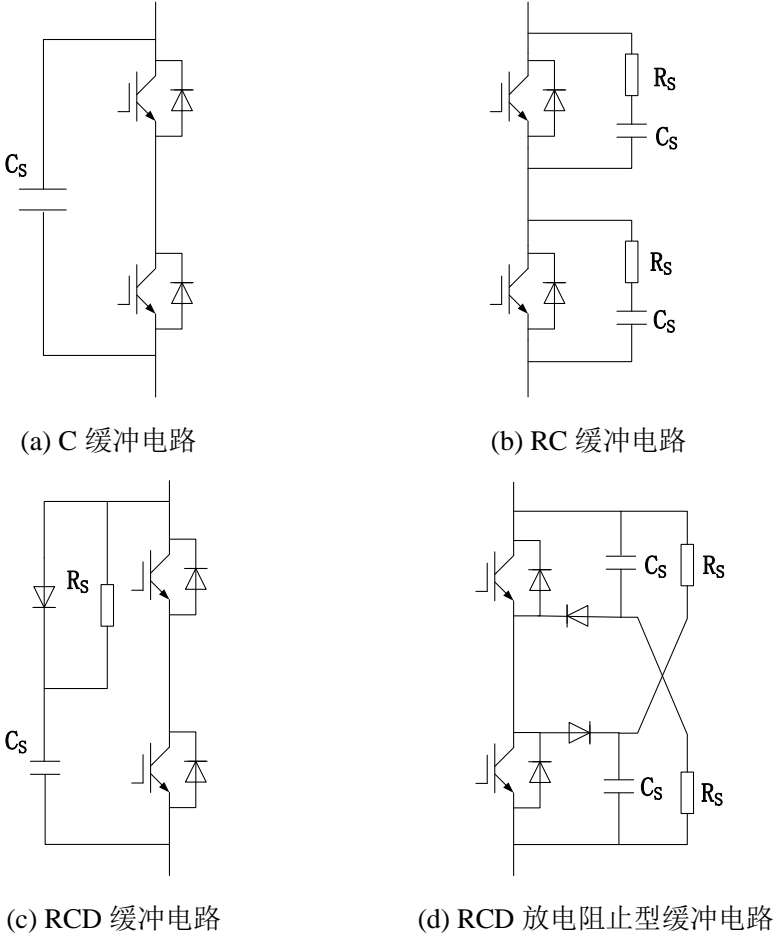


图 5.2 缓冲电路

功能模块④为并联电路模块。在几百 kW 乃至几 MW 的大功率整流器中，单管 IGBT 的电流容量一般难以满足条件。采用并联扩容方法，可降低单个模块的功率等级，从而有效解决上述问题。并联模块的数量根据系统容量参数以及模块容量参数决定。目前，常用的并联技术包括交流侧串接电感并联、功率模块并联和系统级并联<sup>[49]</sup>。在选择并联技术时，需考虑均流效果、结构复杂程度等问题。

### 5.1.2 主电路参数设计

三相电压型 PWM 整流器的主电路参数主要有网侧电压、交流侧电感及其等效电阻、直流侧电容、母线电压、负载阻抗等参数。其中，交流侧电感和直流侧电容、母线电压的参数设计可直接影响到电路谐波、电流跟踪速度、电压上升速度等，从而进一步影响整个系统的暂态、稳态性能。

#### 5.1.2.1 直流侧母线电压设计

在三相 VSR 系统中，母线电压的设计需考虑交流输入电流的控制以及负载额定电压。当直流侧电压过低时，容易造成交流输入电流波形发生畸变，难以控制其跟踪电网电压波形；当直流侧电压过高时，则要求负载以及功率开关器件耐压额定值高，导致成本提高。因此，选择合适的直流母线电压对系统设计具有重要意义。

根据参考文献[50]，正弦波 PWM (SPWM) 以及空间矢量 PWM (SVPWM) 因电压利用率不同，具有不同的直流母线电压取值范围，如 (5-1) 式所示：

$$\begin{cases} \text{SPWM: } v_{dc} \geq 2\sqrt{2}v_{1x}, & (x=a,b,c) \\ \text{SVPWM: } v_{dc} \geq \sqrt{6}v_{1x} \end{cases} \quad (5-1)$$

其中， $v_{dc}$  为直流侧母线电压； $v_{1x}$  代表  $a$ 、 $b$ 、 $c$  相交流输入电压的基波分量。

忽略等效电阻  $R$  以及高次谐波分量，可根据图 2.2 得到交流电动势  $e$ 、交流侧电感电压  $v_L$ 、交流侧输入电压  $v_{1x}$  三者的关系式如下：

$$v_{1x} = \sqrt{e^2 + v_L^2} = \sqrt{e^2 + (\omega Li)^2} \quad (5-2)$$

根据我国的用电标准，交流电动势  $e$  的取值为 220V，频率为 50HZ。结合实际经验，电压在交流侧电感上的降落幅值小于等于电网电压的 30%，即 66V。结合公式 (5-1)、(5-2)，粗略地估计直流侧母线电压取值范围为 SPWM:  $v_{dc} \geq 650V$ ，SVPWM:  $v_{dc} \geq 563V$ 。为使三相电压型 PWM 整流器同时适合于 SPWM 和 SVPWM，设计直流侧母线电压为 700V。

#### 5.1.2.2 交流侧电感设计

对于三相 VSR 系统，交流侧的电感不但可以隔离网侧电压、滤除电流谐波以及传输无功功率，而且还制约着整流器的功率因数和输出功率。同时，交流侧电感还影响电流控制环的动、静态特性。如果电感过大，则交流输入电流跟踪指令电流的速度变慢，且增加成本；如果电感过小，则抑制谐波能力变差。因此，交



流侧电感的设计至关重要。

根据实际应用情况，设计三相电压型 PWM 整流器的输出功率  $P_o$  为 7.5KW，输入功率因数为 PF 为 0.99，整流器效率  $\eta$  为 94%，开关频率  $f_s$  为 10KHZ。则输入电流有效值  $i_{rms}$  为：

$$i_{rms} = \frac{P_o}{3 \times e \times PF \times \eta} = \frac{7500}{3 \times 220 \times 0.99 \times 0.94} = 12.21(A) \quad (5-3)$$

考虑过载 50% 时交流侧电感工作的峰值电流  $i_{PK(150\%)}$ ：

$$i_{PK(150\%)} = \sqrt{2} \times i_{rms} \times (1 + 50\%) = 25.90(A) \quad (5-4)$$

当开关管的占空比为 50% 时，电感纹波电流值  $\Delta i$  最大，取为峰值电流的 35%，即 9.07A。则交流侧电感  $L$  为：

$$L = \frac{v_{dc}}{2f_s \Delta i} = \frac{700}{2 \times 10^4 \times 9.07} = 3.9(mH) \quad (5-5)$$

根据参考文献[51]，为满足稳态单位功率因数、谐波抑制、电流跟踪快速等条件，交流侧电感取值范围为：

$$\frac{(2v_{dc} - 3e_m)e_m T_s}{2v_{dc} \Delta i_{max}} \leq L \leq \frac{3e_m (\frac{1}{2} e_m \omega T_s + \frac{2}{15\sqrt{3}} v_{dc})}{2\omega P_o} \quad (5-6)$$

其中， $e_m$  表示电网相电压峰值； $\omega$  表示电网电压角频率； $\Delta i_{max}$  为电感最大纹波电流； $T_s$  为开关周期。

将具体数值代入式 (5-6)，得到电感量的取值范围是：4.0mH  $\leq L \leq$  11.6mH。

综上所述，设计交流侧电感的电感量为 4.0mH。

### 5.1.2.3 直流侧电容设计

直流侧电容具有稳定直流侧母线电压和抑制直流侧谐波电压的作用。当选取的电容容量增大时，母线电压波动减小，但动态响应速度变慢，系统体积增大，成本增加；当选取的电容容量减小时，母线电压动态响应变快，但波动变大，抑制谐波能力变差。

直流母线电流  $i_{dc}$  为：

$$i_{dc} = \frac{P_o}{v_{dc}} = \frac{7500}{700} = 10.71(A) \quad (5-7)$$

根据整流器输出母线电压在一个工频周期内允许波动 10% 设计直流侧电容  $C$ ：

$$C = \frac{i_{dc}\Delta t}{\Delta v_{dc}} = \frac{10.71 \times 0.02}{700 \times 10\%} = 3060(\mu F) \quad (5-8)$$

按照参考文献[51]，电容  $C$  的大小应满足：

$$\frac{4LP_o^2}{3(\frac{2}{3}v_{dc} - e_m)\Delta v_{dc}v_{dc}e_m} \leq C \leq \frac{t_r}{R_L \ln \frac{i_{dcm}R_L - v_o}{i_{dcm}R_L - v_{dc}}} \quad (5-9)$$

其中， $\Delta v_{dc}$  是直流侧母线电压纹波； $v_o$  是直流侧母线电压最低值（即不控整流时直流侧母线电压的平均值），取值为交流侧输入线电压有效值的 1.35 倍； $i_{dcm}$  是直流侧电流最大值，取值为直流侧电流  $i_{dc}$  的 1.2 倍； $t_r$  是直流侧母线电压由初始值跃变为额定直流电压的上升时间，取  $t_r \leq 0.2s$ 。将具体数值代入式（5-9），得到电容的取值范围是： $1300\mu F \leq C \leq 3600\mu F$ 。

综上所述，设计直流侧电容的容量为 3000  $\mu F$ 。

## 5.2 辅助电源设计

在 PWM 整流器系统中，辅助电源的作用主要是给信号调理电路、控制芯片、驱动电路等供电。辅助电源的设计对整个 PWM 整流器系统的体积、效率、可靠性、稳定性、成本等都有一定的影响。因此，在辅助电源的设计过程中应力求小巧、简单、可靠。

在电路设计过程中，使用到+24V 电源、 $\pm 15V$  电源、+5V 电源、+3.3V 电源以及-1.5V 电源。+24V 电源用于驱动电路辅助电源的设计； $\pm 15V$  电源作为驱动电路辅助电源；+5V 电源作为集成运放电路、驱动芯片等的工作电源；+3.3V 电源作为 TMS320F28035 型号 DSP 芯片的工作电源以及 DSP 芯片输入信号的箝位限幅电压；-1.5V 作为信号调理电路的参考电压，用于抬高交流信号的幅值。其中，+24V 电源、+5V 电源、+3.3V 电源可由稳压芯片以及滤波电容设计得到，实现简单。以下重点介绍-1.5V 参考电源以及 $\pm 15V$  驱动电路辅助电源的设计。

### 5.2.1 -1.5V 电源设计

交流信号采样电路采集到的信号是交流量，幅值包括负值。而 TMS320F28035 型号 DSP 芯片的输入信号要求在 0~3.3V 之间，因此需要对采样的交流信号进行处理。在交流信号采样电路的设计中，可利用-1.5V 电源来抬高采样信号，使之满足 0~3.3V 的要求。-1.5V 电源设计如图 5.3 所示。

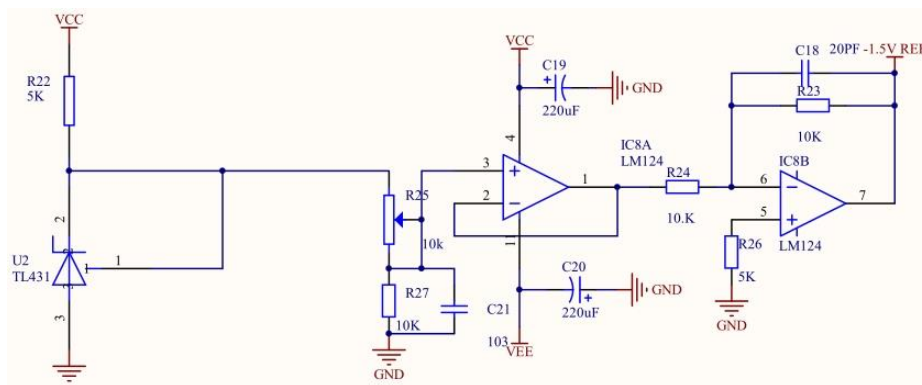


图 5.3 -1.5V 电源设计原理图

-1.5V 电源设计中，采用三端可编程并联稳压二极管 TL431 得到 +2.5V 的基准源。调整 R25 的阻值，可在 LM124 的 3 端口得到相应的电压值，此设计中调整得到 +1.5V 电压。+1.5V 电压通过电压跟随器以及放大系数为 1 的反向电压放大器，最终输出 -1.5V 的参考电源。

## 5.2.2 驱动电路辅助电源设计

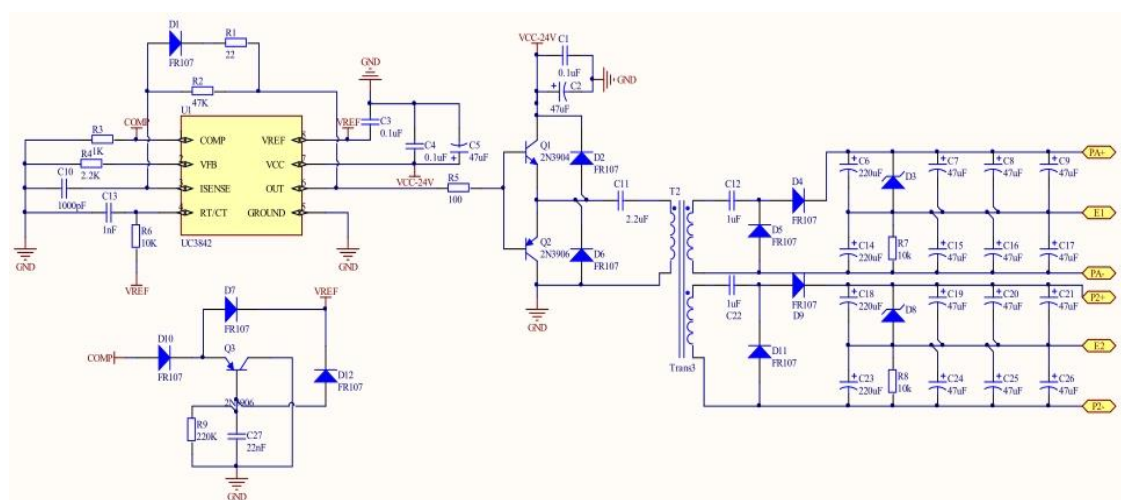


图 5.4 ±15V 驱动电路辅助电源设计原理图

如上图 5.4 所示，±15V 驱动电路辅助电源设计电路主要由 PWM 控制电路、半桥电路以及滤波电路组成。选用 Unitrod 公司推出的定频电流型 PWM 控制器 UC2844 作为 PWM 控制电路的核心。它外围电路简单、性能优良、价格低廉，且能够直接驱动 MOSFET 等对驱动能力要求较高的功率开关管。利用 UC2844 的输出控制半桥电路中上、下桥臂开关管的导通和关断。当输出 PWM 信号为高电平时，上桥臂导通，输出电压为 +24V；当输出 PWM 信号为低电平时，下桥臂导通，输出电压为 0V。因此，可通过控制 UC2844 输出相应的 PWM 信号以得到所需的输出电压。输出电压通过滤波电路的稳压、滤波环节之后，获得平稳的 ±15V

驱动电路辅助电源。

## 5.3 信号调理电路设计

### 5.3.1 电网电压同步采样电路设计

电网电压同步采样电路设计如图 5.5 所示。采样 A 相电压，并通过 RC 滤波环节输入到电压比较器 LM311，与零电位进行比较。当 A 相电压比零大时，比较器输出高电平；当 A 相电压比零小时，比较器输出低电平；当 A 相电压过零时，输出的高低电平发生翻转。据此，可以检测电网电压的过零点，实现电网频率的锁相。比较器输出信号经上拉箝位电路以获得符合 DSP 芯片的输入信号，并通过两个串联的非门以改善波形质量。

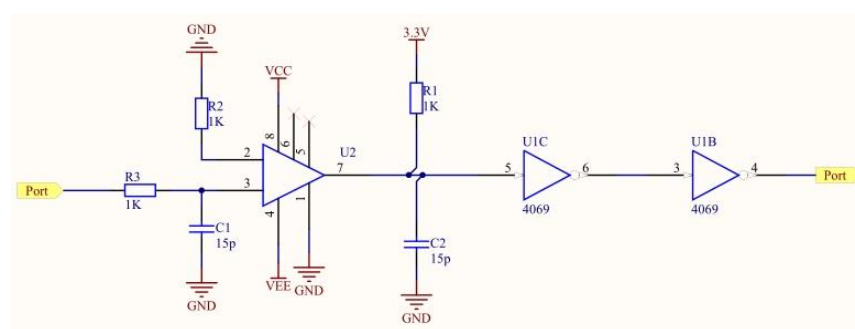


图 5.5 电网电压同步采样电路

### 5.3.2 电压采样电路设计

电压采样电路设计包括交流电压采样电路设计和直流电压采样电路设计，电路分别如图 5.6、图 5.7 所示。采样交流电压时，采用 VSM025A-200 系列霍尔电压传感器，电压测量范围为  $0 \sim \pm 300\text{V}$ ；采样直流电压时，采用 VSM025A-1000 系列霍尔电压传感器，电压测量范围为  $0 \sim \pm 1500\text{V}$ 。VSM025A 系列传感器的输入和输出信号均为电流信号。因此，采样的电压信号需通过合适的电阻转换为电流信号，以适合霍尔电压传感器。同理，传感器输出的电流信号需通过合适的电阻重新转换为电压信号，以方便调理电路对采样信号进行相应的处理。电压跟随器在采样电路中做缓冲级，可提高输入阻抗，降低信号损耗。在直流电压采样电路中，电压跟随器的输出经限幅、滤波之后，直接输入 DSP 芯片。而交流电压采样电路中采样得到的信号需采取抬高电压的处理，使之满足  $0 \sim 3.3\text{V}$  的范围，然后通过限幅环节输入到 DSP 芯片。

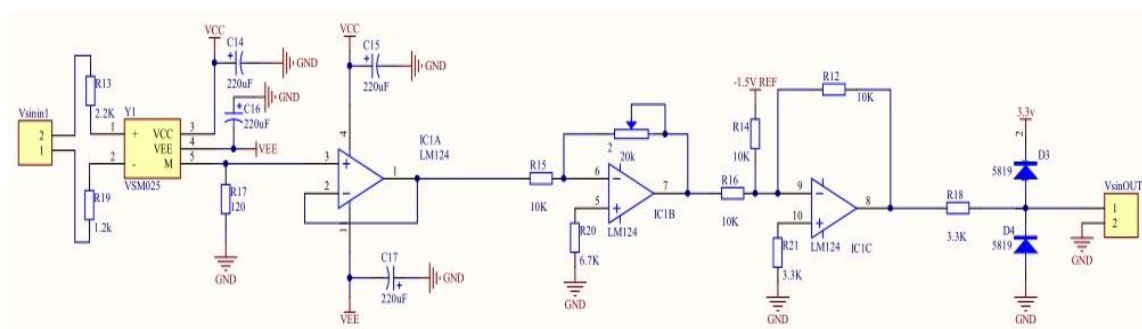


图 5.6 交流电压采样电路

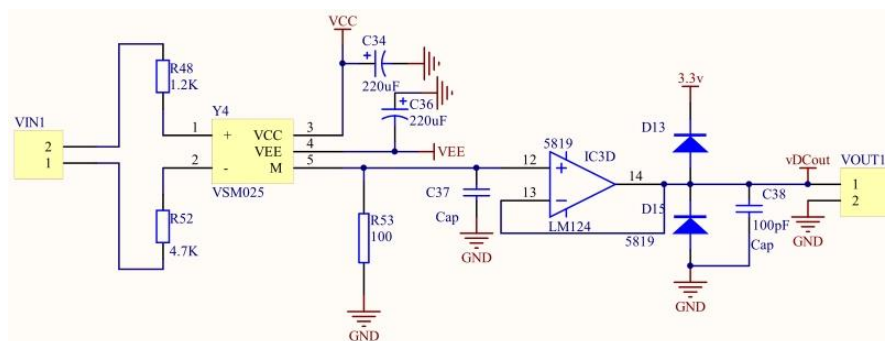


图 5.7 直流电压采样电路

### 5.3.3 电流采样电路设计

电流采样电路设计包括交流电流采样电路设计和直流电流采样电路设计，电路分别如图 5.8、图 5.9 所示。交流电流和直流电流采样均采用 CS050LX 霍尔电流传感器，电流测量范围为  $0 \sim \pm 75A$ 。CS050LX 的输入和输出信号均是电流信号。因此，采样的信号可直接输入到霍尔电流传感器，但输出的信号需通过合适的电阻转换为电压信号。交流电流采样电路的设计同交流电压采样电路的设计，直流电流采样电路的设计同直流电压采样电路的设计。

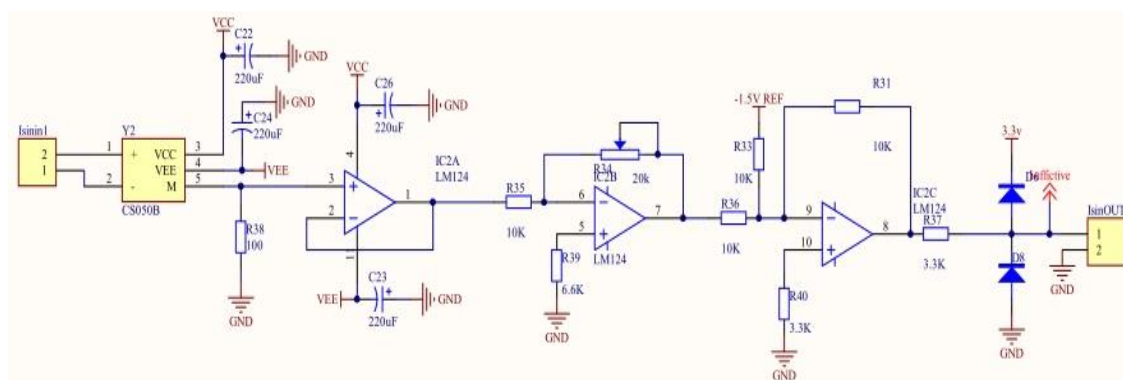


图 5.8 交流电流采样电路

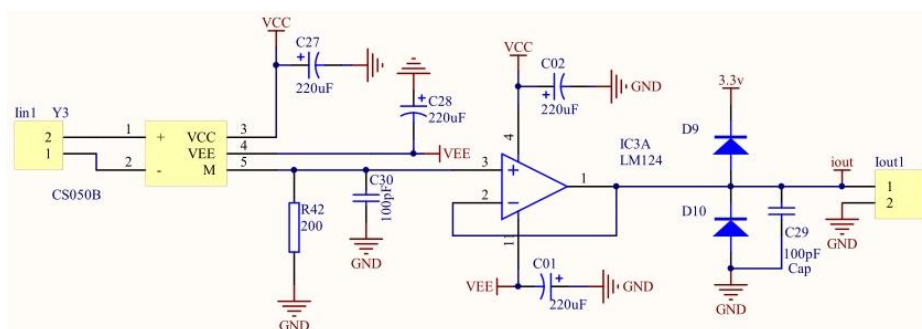


图 5.9 交流电压采样电路

## 5.4 驱动电路设计

主电路功率开关管驱动电路的设计如下图 5.10 所示。

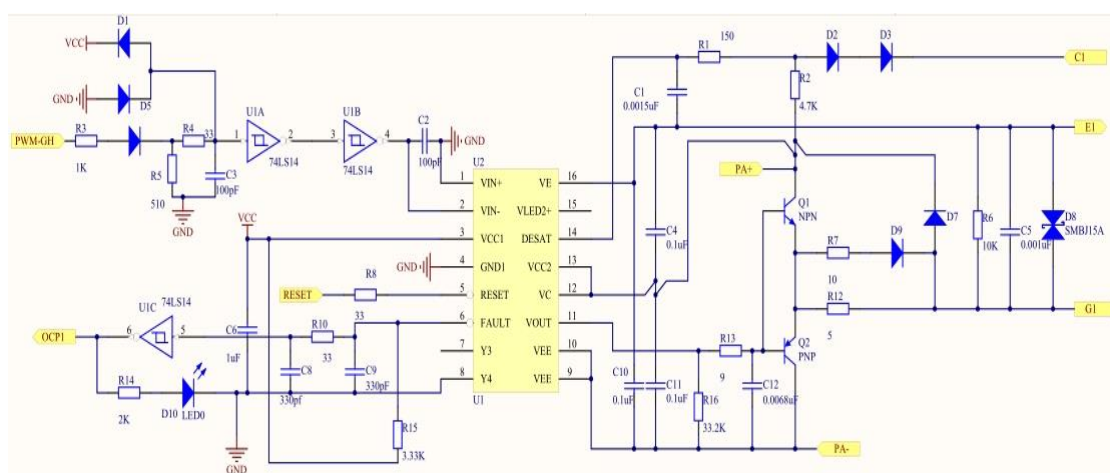


图 5.10 驱动电路

选用 Agilen 公司生产的光电耦合驱动器件 HCPL-316J 作为驱动电路的核心，其成本低、可驱动 150A/1200V 的高压大功率 IGBT。HCPL-316J 器件内部集成有检测集射电压  $U_{CE}$  是否欠饱和以及对不同故障情况进行反馈等内部功能电路，可简化驱动电路的外围设计。同时，HCPL-316J 还具有过电流软关断、欠电压锁定、高速光耦隔离、故障信号输出等保护功能，大大提高了驱动电路在工作时的安全性和可靠性。在驱动电路设计中，DSP 芯片输出的 PWM 控制信号通过滤波、箝位、提高驱动能力等环节，输入到 HCPL-316J 的正向信号输入端 VIN+。在光电耦合驱动器件内部，输入 PWM 信号经输入脉冲信号整形电路以改善波形质量，并由光耦隔离输出电路对主、控电路进行隔离，最终在 VOUT 端口输出驱动信号。为提高驱动能力和可靠性，驱动信号经“图腾柱”、滤波、稳压等外围电路处理之后去驱动 IGBT。 $U_{CE}$  保护电压和 DESAT 端口串接的快速恢复二极管数量有关，满足式子  $U_{CE} = 7 - nU_{diod}$ （其中， $n$  代表快速恢复二极管数量， $U_{diod}$  代表快速恢复

二极管压降)。FAULT 端口和 RESET 端口与 DSP 芯片相连，用于故障报警以及故障解除之后的电路复位。

## 5.5 软件设计

### 5.5.1 DSP 芯片选择

在选择数字信号处理器时，应考虑到 PWM 整流器控制系统设计需要、成本以及实验室的资源情况等。TI 公司生产的 TMS320F28035 型号 DSP 芯片，具有如下优点：

- (1) 主频可达到 60MHZ，运算速度快，能实现复杂控制算法；
- (2) 45 个独立可编程的多路复用 GPIO 口可供开发者灵活分配、应用；
- (3) 16 路模拟信号输入通道以及高达 12.5MSPS 的 12 位 ADC 采样；
- (4) 具有 EPWM、HRPWM、ECAP、HRCAP 等增强型控制外设模块；
- (5) 价格低廉且实验室具备 TMS320F28035 的系统开发板。

综合考虑上述因素，选择 TMS320F28035 作为三相电压型 PWM 整流器控制系统的数字信号处理芯片。

### 5.5.2 系统程序设计

在采样信号方面，DSP 需从三相电压型 PWM 整流器主电路中采样任意两相交流输入电压、交流输入电流和直流侧母线电压、输出电流。在芯片资源配置方面，将 16 个采样口（ADCINA0~ADCINA7、ADCINB0~ADCINB7）中的 6 个设置为主电路检测电压、电流的模拟输入通道；将 16 个增强型 PWM 口（EPWMA0~EPWMA7、EPWMB0~EPWMB7）中的 6 个设置为 PWM 控制信号输出口；将复用 GPIO5、GPIO19、GPIO24 口（可作为 ECAP1）中的一个作为捕获口，检测电网过零信号；将 GPIO0~GPIO31 中的一个设置为外部中断口。

三相 VSR 的控制程序按主从关系可划分为主程序和子程序两大部分。按照功能不同，又可将子程序细分为中断子程序、控制算法子程序等。下面对程序的设计流程进行简要介绍。

#### (1) 主程序设计

主程序设计流程图如图 5.11 所示。

首先，主程序对所需要的寄存器、定时器、事件管理器等进行初始化，定义通用输入/输出口，并根据系统开关器件工作频率设置合适的时钟频率。然后对捕捉中断、A/D 采样中断等进行设置，开放中断，并在捕捉到电网电压过零点时启

动定时器。完成准备工作之后，系统进入主程序死循环中等待响应。当电流、电压采样结束之后就会置位 AD 标志位，使主程序跳出死循环去调用算法子程序。算法子程序通过软件实现电压控制环和电流控制环的滑模变结构控制算法，产生相应的六路 PWM 控制信号，控制主电路开关器件的通断。

(2) 捕捉中断设计

捕捉中断子程序的设计如下图 5.12 所示。捕捉中断通过捕捉的相邻两次电网电压过零点来确定电网电压的实时周期。当电网电压周期正常时，根据实时周期以及 DSP 工作频率，设置合适的采样周期；当电网周期出现异常时，封锁 PWM 控制信号的输出，并发出电网电压周期异常的警报。待电网电压频率恢复正常时，警报解除，系统正常工作。

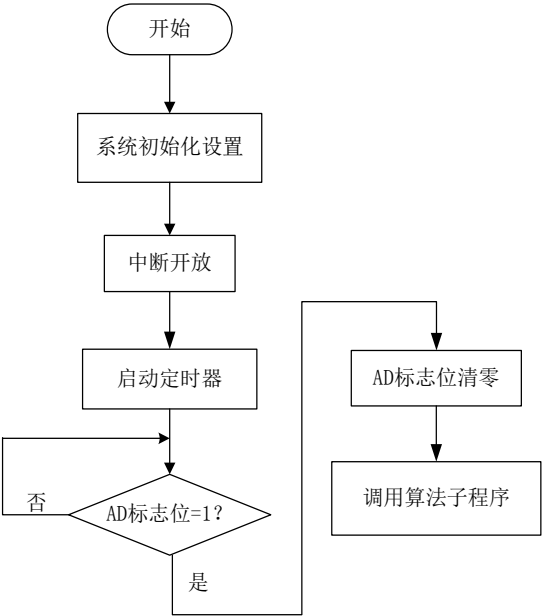


图 5.11 主程序

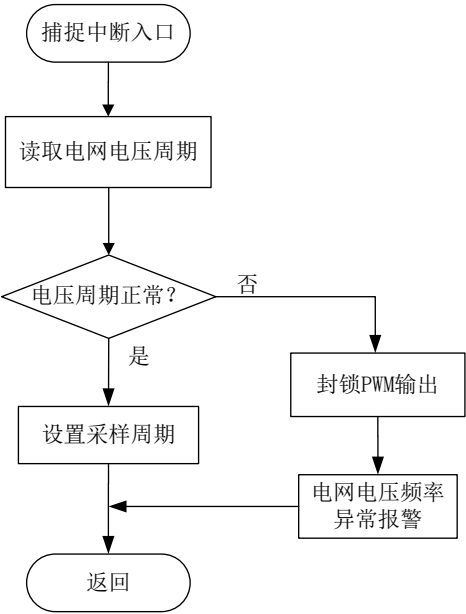


图 5.12 捕捉中断

(3) A/D 采样中断设计

A/D 采样中断子程序的设计如下图 5.13 所示。A/D 采样中断读取主电路电压、电流取值，并判断其是否在规定的范围之内。当电压、电流正常时，AD 标志位被置为 1，表示本次采样结束。此时，主电路跳出死循环，调用算法子程序实现 PWM 控制信号的输出；当电压、电流异常（如过电压、过电流、欠电压、欠电流等）时，DSP 封锁 PWM 输出，并发出电压、电流异常警报，对主电路进行保护。当系统故障排除时，警报解除，系统正常工作。

(4) 算法程序设计



算法程序设计流程图如下图 5.14 所示。三相 VSR 控制系统的电压外环滑模控制算法和电流内环滑模控制算法都由 DSP 程序实现。在算法程序中，首先对 A/D 采样的电压、电流信号进行处理，使之成为具有实际数值的数字量。然后通过电压外环滑模控制算法程序，得到电流控制环在 dq 旋转坐标系下的参考电流信号。经坐标系变换，将 dq 旋转坐标系下的参考电流信号转换为 (a, b, c) 坐标系下的参考电流信号，并通过电流控制内环的滑模算法程序，最终得到控制三相 VSR 主电路开关器件通断的 PWM 波形。

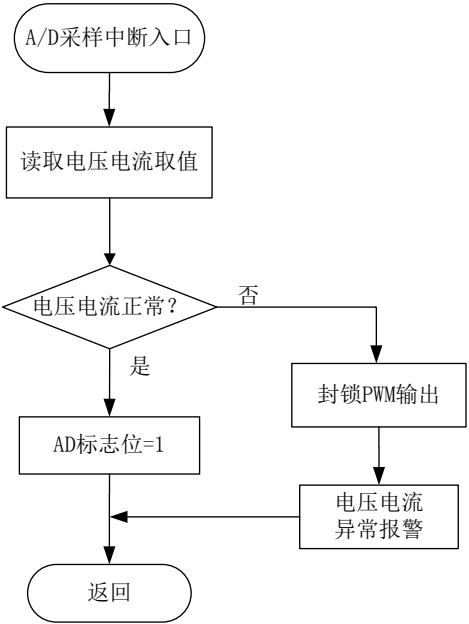


图 5.13 A/D 采样中断

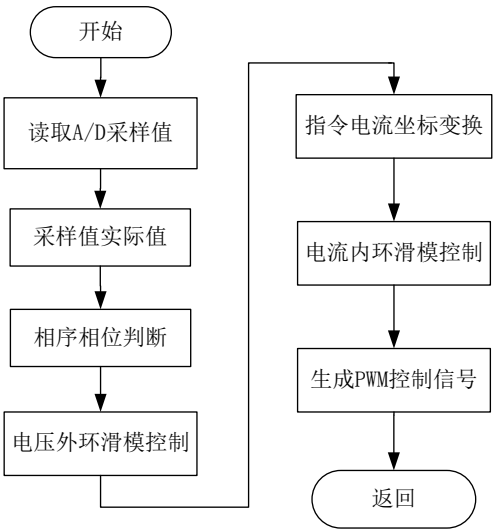


图 5.14 算法程序

### 5.6 本章小结

本章节主要介绍了三相 VSR 系统软硬件的实现。在硬件设计方面，主要介绍了主电路参数设计以及电源辅助电路、采样调理电路、驱动电路等的设计；在软件设计方面，采用 TI 公司开发的数字信号处理器 TMS320F28035 作控制电路的控制核心，并简要介绍了主程序、捕捉中断程序、A/D 采样中断程序、算法程序等的设计思路和流程。

## 第 6 章 总结与展望

### 6.1 总结

随着工业化水平的提高,大功率电力电子设备的应用得到了推广。为有效治理其工作过程中对电网造成的谐波污染,本文采用三相电压型 PWM 整流器作为研究对象,并根据其非线性特征提出电压控制环、电流控制环均采用滑模控制的双滑模控制策略。通过系统仿真及仿真结果分析,验证本文方案是切实可行的,并且具有优越的控制性能。本文所做的主要工作总结如下:

1) 首先,介绍 PWM 整流器及三相 VSR 的基本工作原理,并利用开关函数以及坐标变换方法,建立三相 VSR 的一般数学模型和 dq 数学模型。简要介绍滑模变结构控制理论,并对其控制三相 VSR 的理论可行性进行分析。结合数学模型及滑模控制理论,详细推导了电压控制环、电流控制环滑模控制器的设计过程,并对滑模控制算法进行优化,以减少开关损耗、削弱“抖振”。

2) 其次,利用 Matlab/Simulink 软件平台搭建三相 VSR 的仿真系统模型,设置主电路参数及控制系统参数,对传统 PI 控制、滑模控制与传统 PI 控制相结合、滑模控制三种具有代表性的控制策略进行对比仿真。仿真结果表明,本文方案切实可行,且采用双滑模控制策略的三相 VSR 系统具有动态响应快速、抗干扰能力强等优点。并对滑模控制算法改进之后的系统模型进行仿真,结果表明,滑模算法的改进可减少开关损耗,并在一定程度上削弱“抖振”,有利于滑模控制系统的工程实现。

3) 最后,详细介绍了三相 VSR 的软硬件设计。硬件设计方面,主要介绍了主电路参数设计以及电源辅助电路、采样调理电路、驱动电路等的设计;软件设计方面,采用 TI 公司的 TMS320F28035 型号 DSP 芯片作为控制核心,简要介绍了主程序、中断程序、算法程序等的设计。

### 6.2 展望

由于作者本人的水平和时间有限,同时考虑到实验条件的限制,本论文在许多方面仍存在不足,值得做进一步深入的研究。

1) 进一步研究并联扩容技术的实现方式、控制策略和均流效果,以提高三相 PWM 整流器的输出功率等级;

2) 进一步改进滑模控制算法, 通过变趋近律等方式削弱“抖振”, 以利于滑模控制的 PWM 整流器系统的实现;

3) 进一步研究网侧电压处于不平衡状态时三相 PWM 整流器的控制问题, 从而扩展其应用场合;

4) 进一步研究三相 PWM 整流器运行于逆变状态时的控制策略和并网技术。随着光伏发电、风能发电等新能源技术的发展, 逆变状态控制策略研究和并网技术研究是三相 PWM 整流器的研究新方向。

## 参考文献

- [1]徐德鸿,李睿,刘昌金,林平.现代整流器技术—有源功率因数校正技术[M].北京:机械工业出版社,2013.1.
- [2] 林海雪.国际电工委员会谐波标准简介[J].中国电力,1998,31(10):55-58.
- [3]张兴,张崇魏.PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2012.2.
- [4] Green A W, Boys J T, Gates G F. 3-phase voltage sourced reversible rectifier [C]. IET Digital Library, 1988, 135(6): 362-370.
- [5] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. Analysis of an ac-to-dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control [J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1991, 27(2): 355-364.
- [6] Ma H, Mao X, Xu D. Parameter identification of DC/DC power electronic circuits based on hybrid system model [C].Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao(Proc. Chin. Soc. Electr. Eng.). 2005, 25(10): 50-54.
- [7] Pan C T, Liao Y H. Modeling and coordinate control of circulating currents in parallel three-phase boost rectifiers[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2007, 54(2): 825-838.
- [8] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [9] Garc ía-Gil R, Espi J M, Dede E J, et al. A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005, 52(3): 765-773.
- [10] Vladimir B, Vikraam K. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997,12 (1): 116-122.
- [11] Malesani L, Tenti P. A novel hysteresis control method for current controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1990, 26(1): 88-92.
- [12] Wu Rusong, Devan S B, Slemon G R. A PWM AC-to-DC Converter with fix

- switching frequency [J]. IEEE Trans on Industry Application, 1990, 26(5): 880-885.
- [13] DING Qi, YAN Dongchao, CAO Qimeng. Research on design method of control system for three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(23): 31-34.
- [14] 邓卫华,张波,丘东元,等.三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J].中国电机工程学报, 2005, 25(7): 97-103.
- [15] 方宇,裘迅,邢岩,等.基于预测电流控制的三相高功率因数 PWM 整流器研究[J].中国电机工程学报, 2006, 26(20): 69-73.
- [16] 李玉玲,鲍建宇,张仲超.基于模型预测控制的单位功率因数电流型 PWM 整流器[J].中国电机工程学报, 2006, 26(19): 60-64.
- [17] Mohamed Y A R I, El-Saadany E F. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase PWM voltage- source inverter[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2007, 54(2): 747-759.
- [18] Ghodke D V, Sreeraj E S, Chatterjee K, et al. One-cycle-controlled bidirectional AC-to-DC converter with constant power factor[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2009, 56(5): 1499-1510.
- [19] Garcia-Cerrada A, Pinzon-Ardila O, Feliu-Batlle V, et al. Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007, 22(1): 237-246.
- [20] Kale M, Ozdemir E. An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter[J]. Electric power systems research, 2005, 73(2): 113-119.
- [21] Rafiei S M R, Ghazi R, Asgharian R, et al. Robust control of DC/DC PWM converters: a comparison of  $H_\infty$ ,  $\mu$ , and fuzzy logic based approaches[C]. Proceedings of 2003 IEEE Conference on. IEEE, 2003, 1: 603-608.
- [22] Silva J F. Sliding-mode control of boost-type unity-power-factor PWM rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(3): 594-603.
- [23] Lee T S. Nonlinear state feedback control design for three-phase PWM boost rectifiers using extended linearization [J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2003, 150(5): 546-554.
- [24] Guo Jiahu, Zhang Luhua, Deng Fujing. Decoupled control of the active and

reactive power in three-phase PWM converter based on inverse system theory[C]. IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2007, 2:714-718.

[25] Guo Y, Zhou X, Zhang X, et al. Auto-disturbance rejection control for three-phase voltage-type PWM rectifier[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 87-93.

[26] Rahmani S, Hamadi A, Al-Haddad K. A Lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2012, 59(3): 1418-1429.

[27] 徐升升,王久和,慕小斌,等.基于 EL 模型的三电平电压型 PWM 整流器的无源与 PI 相结合控制方法研究[J].电源学报, 2012 (6): 45-48.

[28] Wang P, Wang J, Xu Z. Passivity-based control of three phase voltage source PWM rectifiers based on PCHD model[C].Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on. IEEE, 2008: 1126-1130.

[29] Fu Jun, Zhao Jun. Robust nonlinear excitation control based on a novel adaptive back-stepping design for power systems[C].Proceedings of the American Control Conference, 2005, 1: 2715-2720.

[30] Ceeati C, Dell'Aquila A, Liserre M, et al. A fuzzy-logic-based controller for active rectifier[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(1): 105-112.

[31] 郇克存,戴瑜兴,杨金辉,等.三相高功率因数整流器的神经网络内模控制[J].电机与控制学报, 2012, 16(2): 44-49.

[32] LUO De-rong, QIN Zhuo-xin, WANG Yao-nan, et al. A tuning PI current control approach of inverter based on fuzzy neural network[J]. Computer Simulation, 2009,26(6): 160-163.

[33] Malinowski M, Bernet S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an filter[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 55(4): 1876-1880.

[34] ZHANG Hong-jie, ZHANG Ji, SUN Zuming. Study of control strategy based three-phase PWM rectifier under unbalanced input voltage condition [J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(22): 13-16.

[35] 高为炳.变结构控制的理论及设计方法[M]. 科学出版社, 1996.

- [36]刘金琨.滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 清华大学出版社, 2005.
- [37] Zhang Z, Xie Y, Le J, et al. Decoupled State-Feedback and Sliding Mode Control for Three-Phase PWM Rectifier[C]. Power and Energy Engineering Conference, 2009 Asia-Pacific. IEEE, 2009:1-5.
- [38] Wang W, Yin H, Guan L. A direct power control scheme for three-phase PWM rectifiers based on sliding-mode variable structure control theory [C].IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. 2009: 837-842.
- [39] HUANG K, WANG W, WANG X. Modeling and Simulation of PWM Rectifier Based on Sliding-Mode Control [J]. Power System Technology, 2009, 8: 005.
- [40] Fan W, Bao G. PWM rectifier research based on sliding mode variable structure control[C]. Control and Decision Conference, 2011 Chinese. IEEE, 2011: 675-679.
- [41] Kim J H, Jou S T, Choi D K, et al. Direct Power Control of Three-Phase Boost Rectifiers Using a Sliding-Mode Scheme[J]. Journal of Power Electronics, 2012, 12(4).
- [42]汪万伟, 尹华杰, 管霖.三相电压型 PWM 整流器的反馈线性化和滑模控制[J]. 华南理工大学学报 (自然科学版), 2009, 37(11):83-87.
- [43]帅定新, 谢运祥, 王晓刚.三相 PWM 整流器混合非线性控制研究[J].中国电机工程学报, 2009 (12):30-35.
- [44]洪庆祖,谢运祥.基于滑模控制的PWM 整流器的研制[J].电力电子技术,2012, 46 (1):35-36.
- [45]黄辉先,汤湘宁. 基于模糊滑模控制的三相 PWM 整流器仿真[J]. 电源技术, 2013, 37(005): 836-839.
- [46] Silva J F. Sliding Mode Design of Control and Modulator Electronics for Power Converters[J]. Journal of Circuits, Systems, and Computers, 1995, 5(03): 355-371.
- [47]周卫平,吴正国,刘大明,等.有源电力滤波器变趋近律滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2005,25(23):91-94.
- [48]陈瑶,金新民,童亦斌.基于滑模控制的三相电压型 PWM 整流器系统仿真[J]. 系统仿真学报,2007,19(8):1849-1852.
- [49]蔡新波,王春祥,金辛海.600kvar PWM 整流器的设计与控制[J].电力电子技术, 2010,44(6):29-31.

- [50]汪万伟,尹华杰,管霖.双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J].电工技术学报,2010(2):67-72.
- [51]尹泉,刘行,王庆义.三相电压型 PWM 整流器主电路参数设计[J].变频器世界,2012(12):56-59.



## 攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1]郑宏伟,饶益花,陈文光.三相电压型PWM整流器的双滑模控制方案研究[J].电源学报,2014(1):96-102.
- [2]杨威,郑宏伟,陈文光.工业微波磁控管开关电源系统设计[J].真空电子技术,2013(1):56-59.

## 致谢

值此论文完成之际，我由衷地感谢我的导师陈文光教授三年来对我的悉心培养和谆谆教导。他总是对自己的工作充满着热情，孜孜不倦地忙碌于办公室、教室、实验室之间，伟大而又朴实地书写着他的光辉岁月。热爱工作、辛勤劳动、执着钻研、敢于实践、以身作则，这是导师留给我最宝贵的精神财富，让我终身受益。在生活中，导师平易近人、关心同学、热爱运动，向我们传递着一种积极向上的人生态度，鞭策着我们不断克服困难，不断向前进步。导师学识渊博、经验丰富，本论文从选题到写作到最后的完成，都倾注了他的心血。在此，特别感谢导师对我的付出。

同时，也衷心地感谢电气学院的唐耀庚教授、赵立宏教授、刘冲副教授、李兰君教授、盛义发教授、肖金凤教授等在我读研期间给予我指点、帮助、鼓励和支持。

此外，还要感谢和我朝夕相处的舍友盛臻、祝捷、张路、郑文涓以及其他同学，感谢他们三年来在生活上、学习上给予我的照顾和帮助，祝福大家在毕业之后能够放飞理想，实现自己的目标。同时也要感谢实验室的师弟师妹何四军、吴李琼、陈星、胡波、侯贤标等在论文写作时给予我的帮助，祝福他们学业进步、前程似锦。

最后，我最想感谢的是我的父母和家人。感谢他们在生活上对我的关心、照顾、付出；感谢他们多年来对我的理解、鼓励、支持；感谢他们帮助我实现梦想，顺利完成学业。谢谢！