



分 类 号:

密 级:

论文编号:

学 号: 52190720105

重庆理工大学硕士学位论文

三相电压型 PWM 整流器滑模控制策略 研究

研 究 生: 付文聪

指 导 教 师: 徐鹏 副教授

杨绍荣 高级工程师

学 位 类 型: 专业学位

专业学位类别: 工程硕士（电气工程领域）

研 究 方 向: 高效电能变换技术及应用

培 养 单 位: 电气与电子工程学院

论文完成时间: 2022 年 3 月 24 日

论文答辩日期: 2022 年 5 月 28 日

Category Number:

Level of Secrecy:

Serial Number :

Student Number: 52190720105

Master's Dissertation of Chongqing University of Technology

Three-phase Voltage Source PWM Rectifier and Its Sliding Mode Control Strategy

Postgraduate:

Fu Wencong

Supervisor:

Xu Peng Associate Professor

SN ENGR.Yang Shaorong

Degree Category:

Professional Degree

Specialty:

Master of Engineering

(Electrical Engineering)

Research Direction:

Efficient electric energy

conversion and its application

Training Unit:

School of Electrical and

Electronic Engineering

Thesis Deadline:

March 24th, 2022

Oral Defense Date:

May 28th, 2022

学位论文原创性声明及使用授权声明

重庆理工大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文是本人在导师的指导下，独立进行研究所取得的成果。除文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果、作品。对本文的研究做出重要贡献的集体和个人，均已在文中以明确方式标明。

本人承担本声明的法律后果。

作者签名：付文聪 日期：2022年5月28日

学位论文使用授权声明

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权重庆理工大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于（请在以下相应方框内打“√”）：

1. 保密□，在____年解密后适用本授权书。
2. 不保密□。

作者签名：付文聪 日期：2022年5月28日

导师签名：[Signature] 日期：2022年5月18日

摘 要

三相电压型 PWM 整流器因其能量能双向流动、输出直流电压稳定、可单位功率因数运行、能实现输入电流正弦化,从根本上降低谐波对电网的冲击,从而受到了国内外学者的广泛研究。本文以三相电压型 PWM 整流器为研究对象,为使其具有良好的动静态性能采用滑模控制策略,并针对滑模控制存在的问题,对控制策略做出一定的改进。

首先,对三相 PWM 整流器原理进行介绍,基于三相桥式拓扑结构分析推导两相旋转坐标系下的数学模型。设计了传统的基于指数趋近率的滑模控制器,发现采用滑模控制器的三相 PWM 整流器输出电压存在抖振问题,而后提出可以抑制抖振的变速趋近率;同时为提高输出电压跟踪精度,在控制器内部增加修正滑动函数。

然后,针对改进后的滑模控制器对集总扰动不敏感的问题,引入扩张状态观测器,将观测器应用于电压外环滑模控制器当中,利用其特性快速估算集总扰动并对控制量进行补偿,改善整流器直流侧输出电压的动态性能,保证系统在有效时间内可以快速收敛。将基于指数趋近率的滑模控制器、改进趋近率和附加修正滑动函数的滑模控制器以及最后加入扩张状态观测器的滑模控制器三者进行仿真,仿真结果表明本文所提控制策略能够改善传统滑模控制器的抖振问题,且具有良好的动态响应能力。

最后,搭建了三相电压型 PWM 整流器实验平台。通过实验平台进行了稳态实验验证和电压指令突变,负载突变等动态实验验证。实验结果表明本文所提滑模控制策略比传统的基于指数趋近率下的滑模控制策略具有更强的动态响应能力,直流侧输出电压更稳定,交流侧电流正弦化程度更高,谐波含量更少。

关键词: 三相 PWM 整流器; 滑模控制; 改进趋近率; 状态观测器; 抖振

Abstract

Three phase voltage source PWM rectifier has been widely studied by scholars at home and abroad because of its two-way flow of energy, stable output DC voltage, unit power factor operation, sinusoidal input current and fundamentally reducing the impact of harmonics on the power grid. This paper takes the three-phase voltage source PWM rectifier as the research object. In order to make it have good dynamic and static performance, the sliding mode control strategy is adopted, and the control strategy is improved according to the problems of sliding mode control.

Firstly, the principle of three-phase PWM rectifier is introduced, and the mathematical model in two-phase rotating coordinate system is derived based on the analysis of three-phase bridge topology. The traditional sliding mode controller based on exponential reaching rate is designed. It is found that the output voltage of three-phase PWM rectifier using sliding mode controller has chattering problem, and then a variable speed reaching rate is proposed to suppress chattering; At the same time, in order to improve the tracking accuracy of output voltage, a modified sliding function is added in the controller.

Then, aiming at the problem that the improved sliding mode controller is not sensitive to the lumped disturbance, the extended state observer is introduced, and the observer is applied to the voltage outer loop sliding mode controller. Its characteristics are used to quickly estimate the lumped disturbance and compensate the control quantity, so as to improve the dynamic performance of the DC side output voltage of the rectifier and ensure that the system can converge quickly in the effective time. The sliding mode controller based on exponential reaching rate, the sliding mode controller with improved reaching rate and additional modified sliding function and the sliding mode controller with extended state observer are simulated. The simulation results show that the proposed control strategy can improve the chattering problem of the traditional sliding mode controller and has good dynamic response ability.

Finally, the experimental platform of three-phase voltage source PWM rectifier is built. Through the experimental platform, the steady-state experimental verification and dynamic experimental verification such as voltage command mutation and load mutation are carried out. The experimental results show that the proposed sliding mode control strategy has stronger dynamic response ability than the traditional sliding mode control

strategy based on exponential approach rate, the output voltage of DC side is more stable, the sinusoidal degree of AC side current is higher, and the harmonic content is less.

Keyword: Three phase PWM rectifier; Sliding mode control; Improve the approach rate; State observer; Buffeting

目 录

摘 要	I
Abstract	III
1 绪论	1
1.1 课题研究背景及意义	1
1.2 PWM 整流器研究现状	2
1.3 本文研究的主要内容	4
2 三相 PWM 整流器原理及数学模型	7
2.1 PWM 整流器分类及其拓扑结构	7
2.1.1 PWM 整流器分类	7
2.1.2 PWM 整流器拓扑结构	7
2.2 PWM 整流器工作原理分析	9
2.3 三相电压型 PWM 整流器数学模型的建立	10
2.4 本章小结	14
3 三相 PWM 整流器滑模控制算法设计及改进	15
3.1 基于前馈解耦控制策略的三相整流器	15
3.2 基于指数趋近率滑模控制策略的三相整流器	16
3.2.1 滑模变结构控制基本理论	16
3.2.2 基于滑模控制器电压环设计	18
3.2.3 基于滑模控制器电流环设计	19
3.2.4 仿真验证	21
3.3 三相 PWM 整流器的改进滑模控制算法设计	25
3.3.1 改进趋近率的滑模控制器	25
3.3.2 附加修正滑动函数	29
3.3.3 仿真实验分析	30
3.3.4 基于状态观测器的滑模控制器设计	35
3.3.5 仿真实验分析	38
3.4 本章小结	43
4 三相 PWM 整流器软硬件设计	45
4.1 三相整流器硬件设计	45
4.1.1 硬件总体结构	45

4.1.2 主电路参数设计计算	45
4.1.3 控制电路设计	48
4.2 基于模型设计的代码生成技术.....	51
4.2.1 自动代码生成介绍	51
4.2.2 自动代码生成模型搭建	52
4.3 本章小结	54
5 实验结果及分析.....	55
5.1 稳态运行特性分析	55
5.2 动态响应特性分析	56
5.3 本章小结	62
6 总结与展望.....	63
6.1 总结	63
6.2 展望	64
致 谢	65
参考文献.....	67
个人简历、在学期间发表的学术论文及取得的科研成果	71

1 绪论

1.1 课题研究背景及意义

随着国家双碳目标的提出：要在 2030 年到达碳达峰，2060 年实现碳中和^[1]。标志着绿色低碳发展体系即将形成，以太阳能风能为代表的新能源作为改善我国能源结构，降低碳排放，提高非化石能源消费比重中的重要一环，也将迎来飞速发展。太阳能、风能等清洁能源的产生，必须经过电能变换后接入电网，再通过电网传输至用户侧，因此可进行电能变换的电力电子设备尤为关键。在电能变换装置中，整流器作为其重要的组成部分，将电网提供的交流电转换为用电侧所需的直流电^[2]。整流器从早期二极管为主的不控整流发展到由晶闸管组成的相控整流，再发展到后来的以 IGBT 和 MOSFET 等器件组成的全控型设备。不控整流和相控整流虽成本低廉且结构简单，但这些整流装置接入电网，则不可避免的产生大量谐波，且直流侧输出电压的电能质量不高，动态性能差。而谐波会使得电网的传输和利用效率降低，还会导致电气设备过热和缩短寿命，危害极大。因此很有必要研究全控型整流设备，提高功率因数，通过从源头上降低谐波含量，减少对电网的影响。

随着脉宽调制技术（pulse width modulation,PWM）应用到整流器当中，通常使用全控型器件作为开关元件，通过 PWM 信号控制开关元件通断，从而实现电能变换的同时使得网侧电流正弦化。PWM 整流器可从开关器件上分类为半控型以及全控型，从电平上还可分为两电平和多电平，相数上可分为单相和三相。根据拓扑结构的不同还可分为电压源型整流器和电流源型整流器，目前三相电压源型 PWM 整流器应用比较广泛，其拓扑结构又可分为三相全桥拓扑结构和三相半桥（桥式）拓扑结构^[3]。在交直流混合微电网中，由于三相 PWM 整流器的可逆运行特性，直流子网和交流子网之间相互连接的为三相变流器。当直流母线欠压，直流母线电压下降，交流侧电网电能通过变流器进入直流母线，提供给用户侧，此时变流器工作在整流状态；当光伏和风力发电设备工作产生大量电能，使得直流母线电压升高，此时能量从直流侧通过变流器转换为交流后，回馈至电网，变流器工作在逆变状态。微电网中三相 PWM 整流器的双向变流作用，其重要性不言而喻，受到了国内外学者的广泛研究^[4]。

为了使直流侧输出电压稳定且可控，同时高功率因数运行，对其使用的控制策略尤为重要。通常所采用的控制策略有：前馈解耦控制策略、模型预测控制策略、直接功率控制策略、模糊控制等等^[5-8]。针对三相 PWM 整流器具有非线性特点，非线性控制策略可以更好的提高整流器的综合性能，滑模控制就是非线性控制的一种。

1.2 PWM 整流器研究现状

二十世纪八十年代, PWM 控制技术就开始应用于整流器, 随着开关器件的发展, 特别是全控型器件的应用日趋成熟很大程度上推动了 PWM 整流器的研发与应用。早在 1982 年, 基于网侧电流幅值相位控制策略的三相全桥可关断器件的 PWM 整流器就由 Busse Alfred 提出^[9], 并首先实现了电流型整流器的正弦波电流控制, 且达到网侧单位功率因数运行。在此之后, 相关人员又选取电压型 PWM 整流器作为控制对象的研究, 该研究是由 Akagi Hirofumi 在 1984 年提出基于无功补偿控制策略的电压源型 PWM 整流器^[10]。自 20 世纪 80 年代后期以来, 学术界关注和研究的重点开始转变为 PWM 整流器的控制策略。由 A.W.Green 所提出的 PWM 整流器动态的离散数学模型, 基于坐标变换的控制策略研究^[11], 将后续的 PWM 整流器研究方向大体的分为三个: 1、主电路的拓扑结构研究; 2、模型的分析研究; 3、系统控制策略研究等等。而近年来, 随着电力电子技术的发展, 有源滤波器、超导储能技术、高压直流输电技术中大功率变流装置以及新能源领域等等, 都对 PWM 整流器的技术起到了促进和完善的作用。

PWM 整流器因其拓扑结构的不同所对应的应用场合也不同, 技术领域的应用使得 PWM 整流器拓扑结构得到很大的发展, 其拓扑结构可按照交流侧电网的单相或者三相电压分类; 可按照桥臂分为全桥和半桥结构; 按照 PWM 波调制电平可分为两电平、三电平和多电平。其中不同的分类可相互组合, 目前, 电网三相电压平衡的情况下, 通常采用三相半桥拓扑结构; 电网三相电压不平衡的情况下, 三相全桥拓扑结构较为适用。本文主要考虑为电网电压平衡的情况, 因此选用的为三相半桥拓扑结构, 又可称为三相桥式电路。

对于研究对象 PWM 整流器而言, 首先是对它的数学模型进行推导。有了准确度高, 可靠性强的数学模型才能对其进行下一步的研究。20 世纪 80 年代, 有研究人员就提出 PWM 整流器等效动态数学模型, 在求解非线性电路的静态工作点, 因采用小信号分析法则较为简便, 便有了小信号分解法在整流器上的应用。后来由 R.Wu^[12]及 S.B.Dewan^[13]推导出基于两相同步旋转坐标 (dq 坐标) 下的整流器数学模型, 该模型的提出, 能够简化后续控制策略设计且有快速响应能力、低谐波含量的优点; Chun T.Rim^[14]提出在 dq 旋转坐标轴下的变压器低频等效模型, 该模型延续至整流器的低频等效模型, 其对寄生阻抗具有很强的鲁棒性, 且能够实现自我短路保护^[15]。Ma Hao 利用混杂系统的降阶小信号建模方法^[16]实现了 PWM 整流器的准确描述, 并利用其进行控制系统设计对线性切换系统的稳定性进行判据, 分析了开关切换过程的稳定性。

PWM 整流器的控制策略至关重要, 其决定了整流器的性能指标。通常所包含的

控制目标有两个：其一是直流侧输出电压的稳定可靠；其二是 PWM 整流器交流侧电压电流同相位，即实现单位功率因数运行。要达到此目标，通常采用电压外环，电流内环的双环控制方法，将电压环输出指令值作为电流环输入指令值。而采用的电流控制策略中分为直接电流控制策略和间接电流控制策略两种。间接电流控制由学者 J.W.Dixon 和 B.T.Ooi 提出^[17]，此种方法不引入电流反馈，通过交流侧电感和等效电阻相关参数计算，将产生的参考指令电压幅值和实际电压幅值进行比较，间接得到输入电流指令信号^[18]；由此可知其很大程度上依赖系统参数的准确度，而交流侧电感和等效电阻实际值在运算过程中必然存在误差，因此系统的稳定性及抗干扰能力较差，目前已较少采用^[19]。与之不同的是直接电流控制，直接电流控制需要将交流侧电流通过电流互感器反馈至控制系统，使得实际电流快速跟踪调整，发生扰动变化时也能快速传导，形成闭环反馈；此种方法使得系统的响应速度较间接电流控制快，且不依赖于系统参数的变化，但相较于间接电流控制传感器的加入也导致控制成本有所增加，因其具有很强的鲁棒性，总体而言目前应用较为广泛^[20-25]。目前固定开关频率控制以及滞环电流控制都属于直接电流控制。滞环电流控制由于对网侧滤波电感要求高，驱动电路实现困难的固有缺陷，还有待进一步研究。当前各类控制策略越来越多的应用到 PWM 整流器当中^[26,27]，以固定开关频率的电流控制方法所设计的控制策略最多，以及直接功率控制策略^[28,29]、模糊控制策略^[30-32]、反馈线性化控制策略^[33,34]、滑模控制策略^[35,36]等等。

直接功率控制策略和前文所提直接电流控制有所不同，直接电流控制中内环控制量为电流，而直接功率控制的则为有功和无功；直接功率控制需要根据系统有功无功及空间矢量调制电压得到相应的开关函数，从而控制开关管动作；此种控制策略结构简单，易于设计且具有很好的动态性能，因控制对象为有功功率和无功功率，可快速实现控制功率的响应；但在启动过程中启动电压和系统功率易出现超调，可能对电网造成冲击^[37]，需要考虑软启动策略，且所需的开关频率高，对开关器件的选择有较高要求。

模糊控制对于某一类不明确系统的控制有很强的优势，其本质是一种非线性控制器^[38]，可将难以确定数学模型的控制对象进行模糊化处理，根据建立的模糊规则库进行相应的模糊推理，最后解模糊即清晰化处理，得到输出控制量。所设计的控制策略结构简单且有很强的适应能力；但控制不依赖数学模型，控制精度有所下降且动态性能较差。

PWM 整流器作为非线性系统且电流相互耦合不利于控制，针对这一问题，相关学者提出了反馈线性化的方法。由微分几何的发展带动了非线性系统的研究，从而推动了反馈线性化的发展，通过微分几何工具可将非线性系统线性化，具体到 PWM 整流器当中，其建立的状态方程经过反馈线性化转化为线性模型，可实现电流解耦，将

有功电流和无功电流分开控制,使得 PWM 整流器具有很强的输出特性^[39,40];与模糊控制不同,反馈线性化结构复杂,很大程度上依赖控制对象所建立数学模型,而系统参数发生变化时则影响到控制性能,导致 PWM 整流器鲁棒性较差,因此反馈线性化通常和当前成熟的控制策略相结合,达到提高控制性能的目的^[41,42]。

PWM 整流器的开关管导通和关断之间的切换,系统结构发生变化。而滑模控制的不连续性,体现出非线性特点;因此滑模控制策略适用于 PWM 整流器。滑模控制理论可追溯至 20 世纪 50 年代,这种控制策略体现在只要状态点进入滑模面,便具有很强的鲁棒性的特点;有相关学者针对这一特点,为改善 PWM 整流器受系统参数变化影响而导致的抗干扰能力差、鲁棒性不强的问题,设计滑模控制策略。文献[43]设计了基于两相旋转坐标系的滑模控制策略,针对电压外环设计的滑模控制器,电流内环采用 PI 控制策略,验证了滑模控制在 PWM 整流器中的良好性能,但并没有有效解决滑模控制的抖振问题。文献[44]为抑制滑模结构抖振问题,提出了电流内环采用 PID 控制率的方式,有效的降低了系统的抖振,但系统对外部扰动并不敏感。文献[45]将反馈线性化和滑模控制策略相结合,抑制了变换器直流侧输出电压的波动,取得良好的动态性能。文献[46]从趋近率的角度考虑,提出基于趋近率的设计方法,有效缩短了状态点到达滑模面时间,但推导过程较为复杂,趋近率函数中各项参数难以把控;随着研究的深入,出现了各类趋近率的滑模控制器,指数趋近率应用最为广泛。以上叙述可知,滑模控制策略由于其自身的非线性控制特性,比其他线性控制策略更适合 PWM 整流器的控制,同时其控制器设计简单、易于改进、应用到 PWM 整流器后控制性能良好。但滑模控制也具有一定的缺陷:由于滑模切换函数的存在,以及系统状态存在一定的偏差等等,导致控制器输出抖振,若寻求减小抖振,则需改变控制率参数,而控制率参数改变系统的抗干扰能力以及动态响应能力随之变化。被控系统的动态响应与系统输出存在抖振两者为不可调和的矛盾点,因此在不影响动态性能的前提下削弱抖振对滑模控制具有重大意义。本文所研究的改进型滑模控制策略能应用于三相 PWM 整流器当中,且在直流侧电压快速响应的同时,削弱抖振,并不会过分依赖系统参数,使得输出电压具有良好的动态性能。

1.3 本文研究的主要内容

本文选取三相电压源型 PWM 整流器作为研究对象。PWM 整流器因其能够四象限运行使得能量双向流动,以及单位功率因数运行且交流侧谐波含量低的优点,近年来在微电网领域、新能源汽车领域应用十分广泛,本文的研究内容及章节安排如下:

第一章首先阐述了 PWM 整流器的研究背景及意义,接着介绍了 PWM 整流器的研究现状,主要介绍了拓扑结构研究现状和应用于 PWM 整流器的控制策略研究现

状，对当前应用于 PWM 整流器的滑模控制策略进行了详细阐述。

第二章分析了三相电压型 PWM 整流器基本工作原理，建立了三相静止坐标系下的数学模型，表明了静止坐标系下的数学模型在设计控制策略时较复杂的事实，并通过坐标变换转换为两相静止坐标系和两相旋转坐标系下的数学模型，为后续控制策略的设计奠定基础。

第三章首先设计基于指数趋近率的滑模控制器，对所设计的控制器和前馈解耦的 PI 控制器进行仿真对比分析，阐明了当前指数趋近率的滑模控制器因自身抖振问题，导致三相 PWM 整流器输出电能质量下降。针对这一问题，提出一种新型变速趋近率，将系统状态运动分段来降低抖振；同时在此基础上引入修正滑动函数，结合控制器原有滑模面函数，修正系统状态滑动轨迹，通过此种方式提高电压跟踪精度。将所提改进策略和指数趋近率的滑模控制进行仿真实验对比，证明了在加入新型变速趋近率和修正滑动函数后，整流器输出电压抖振明显减小，提高了电压控制精度。同时由于滑模控制器对内部扰动和外部扰动不敏感问题，为改善滑模控制器的恢复速度，在电压外环加入扩张状态观测器；通过对综合扰动进行观测，将实时估算值作为补偿量叠加至控制器当中。最后通过仿真对比，验证了此种提法的有效性，三相 PWM 整流器系统的动态响应能力、鲁棒性都得到改善，控制器输出效果优于改进前的控制器。

第四章主要介绍了三相 PWM 整流器硬件平台和软件模型的设计，硬件部分主要介绍了主电路参数的计算和开关管的选型、采样调理电路的设计、IGBT 驱动电路的设计以及核心控制板等等。软件部分采用的是基于 MATLAB 和 DSP 联合开发的自动代码生成工具（Real Time Workshop, RTW），建立了可移植的模型，简化了代码编写设计。

第五章根据搭建的三相 PWM 整流器硬件平台，分别进行了稳态实验和动态带载切换实验，对波形进行了分析，并得到相应的结论。

第六章对全文进行了总结，为今后的研究指明方向。

2 三相 PWM 整流器原理及数学模型

2.1 PWM 整流器分类及其拓扑结构

2.1.1 PWM 整流器分类

作为一种较早应用的 AC/DC 变换装置，PWM 整流器已经不是传统意义上的整流装置。由于其能量可以双向流通这一特性，使得其成为一个交直流侧可控的四象限运行的变流器。随着 PWM 整流器的发展，已出现不同种类的整流器。按照直流侧储能形式的不同可分为：电压型和电流型；按照电网交流侧相数的不同则可分为：单相、三相和多相；按照 PWM 调制电平数的不同可分为：两电平、三电平和多电平；按照 PWM 调制方式的不同可分为：硬开关调制和软开关调制。诸多分类中可相互组合，尽管分类方式如此之多，但按照其特点以及对偶性，可大体分为电压型（VSR）和电流型（CSR）。

2.1.2 PWM 整流器拓扑结构

如前文所述，对于 PWM 整流器拓扑结构而言，同样可分为电压型和电流型来研究。其他拓扑结构都可根据特点可划分为这两类。本文所选用相数为三相，以下将介绍几种常见的三相拓扑结构。

1. 三相半桥和三相全桥电压型 PWM 整流器（VSR）拓扑结构

图 2.1 为三相半桥拓扑结构，可以看出其采用三相对称无中性点接线方式，主电路采用三路桥臂，共六个开关管构成，每个桥臂均通过电感与电网相连。此种拓扑为最常用的三相 PWM 整流器，整个系统具有很强的非线性，因此所采用的控制算法也较复杂，适用于三相电网平衡系统中，当三相电网不平衡时，其控制性能变差。又有部分书籍称为三相桥式电路。本文所采用的就是此种拓扑。

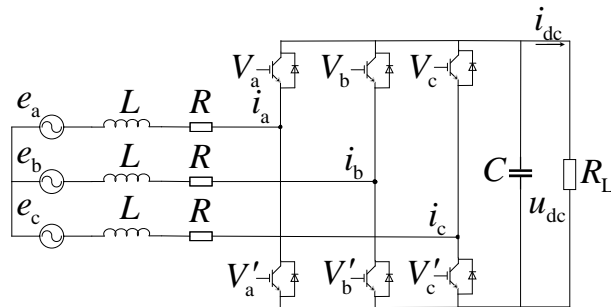


图 2.1 三相半桥拓扑

图 2.2 为三相全桥拓扑结构，从拓扑结构可以看出，其实质上是由三个独立的单相全桥组合而成，当三相电网不平衡时，由于其交流侧经过变压器连接至三相四线制电网，且三个单相全桥分别独立控制，共同连接到公共直流母线，因此其电网不平衡下的影响较三相半桥小的多。但三相全桥也有其缺点：拓扑结构复杂，开关管数量较三相半桥多了一倍，成本也较大，因此在实际电路中较少采用。本文根据实验室条件以及实验可行性，研究对象选为三相半桥拓扑结构。

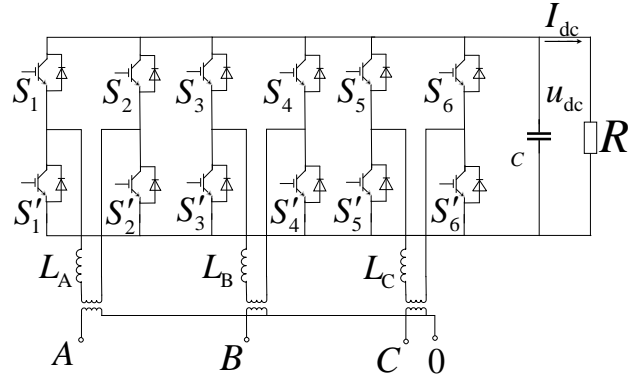


图 2.2 三相全桥 VSR 拓扑

2. 三相半桥电流型 PWM 整流器（CSR）拓扑结构

图 2.3 为三相半桥拓扑结构，三相 CSR 和三相 VSR 在直流侧有明显不同：三相 VSR 直流侧采用电容进行电压储能，使直流侧呈低阻抗电压源特性；三相 CSR 直流侧采用电感进行储能，使直流侧呈高阻抗电流源特性。三相 CSR 交流侧也采用无中性点接线方式，与 VSR 相比，交流侧还增加了滤波电容，其 LC 滤波器用于滤除网侧谐波电压电流。在开关管所组成的桥臂上还同向串联二极管，可以使得开关管的反向耐压能力有所提高、阻断反向电流的作用。三相 CSR 直流侧储能很大程度上依赖于储能电感，且此时交流侧 LC 滤波电路易引起振荡等问题，使得控制极其复杂，因此也较少采用此种拓扑。

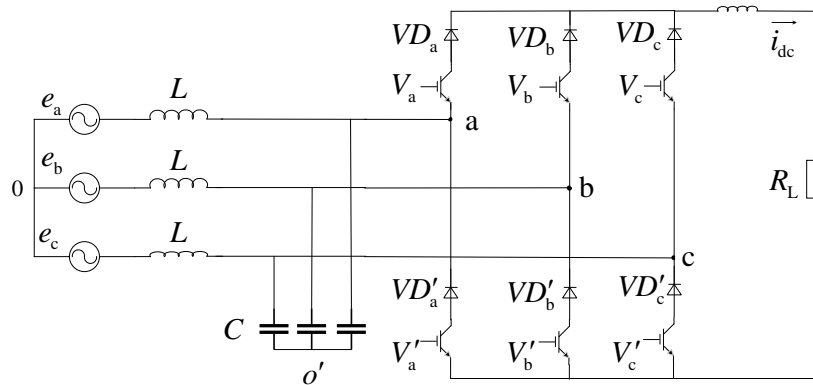


图 2.3 三相半桥拓扑结构（CSR）

2.2 PWM 整流器工作原理分析

PWM 整流器不但可运行在整流模式，也可以运行在逆变模式，其实质是一个交流可控的可以四象限运行的变流装置，本文所采用的三相电路为三相平衡状态，每一相工作状态完全相同，因此可近似等效为图 2.4 单相整流电路模型，以下将通过该模型电路分析其基本原理。

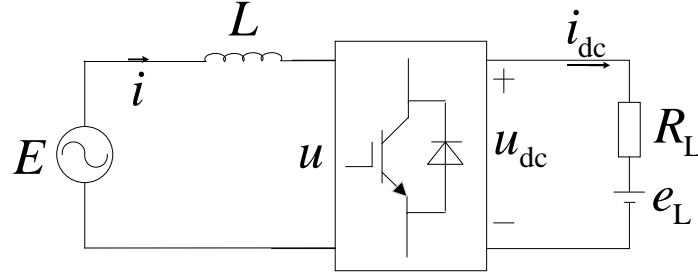


图 2.4 PWM 整流器模型

图 2.4 中，左侧部分为交流回路，中间部分为功率开关管组成的桥路，右侧为直流回路。其中 e 为电网电动势， L 为网侧等效电感， i 为交流侧电流， i_{dc} 为直流侧电流， R_L 为直流侧等效负载， e_L 为负载电动势。根据基尔霍夫电压定律和功率平衡关系有：

$$i * u = u_{dc} * i_{dc} \quad (0.1)$$

$$E - U = j\omega L * I = U_L \quad (0.2)$$

由公式可知，由于功率守恒关系，通过控制交流侧的电压电流，转而能够控制直流侧电压电流。又根据公式可分析稳态情况下 PWM 整流器交流侧矢量关系，以电网电动势 E 为参考，通过控制交流侧电流 i ，且假设 i 大小不变方向变化，此时电感电压 U_L 大小也不变，而方向改变，其运动轨迹为半径等于 U_L 的圆，如图 2.5；当电压矢量 U_L 起点在点 A 时，此时 i 滞后于 E 90 度，此时网侧呈纯电感特性，如图 2.5(a)，且当电压矢量 U_L 在圆弧 AB 间运动时，PWM 整流器运行于整流状态；当电压矢量 U_L 运动至 B 时，此时 i 与 E 同相位，此时 PWM 整流器呈正电阻特性，如图 2.5(b)，且当电压矢量 U_L 在圆弧 BC 间运动时，PWM 整流器同样运行于整流状态；当电压矢量 U_L 运动至 C 时，此时 i 超前于 E 90 度，此时 PWM 整流器呈纯电容特性，如图 2.5(c)，且当电压矢量 U_L 在圆弧 CD 间运动时，PWM 整流器运行于逆变状态；当电压矢量 U_L 运动至 D 时，此时 i 与 E 平行且方向相反，此时 PWM 整流器呈负电阻特性，如图 2.5(d)，且当电压矢量 U_L 在圆弧 DA 间运动时，PWM 整流器同样运行于逆变状态。

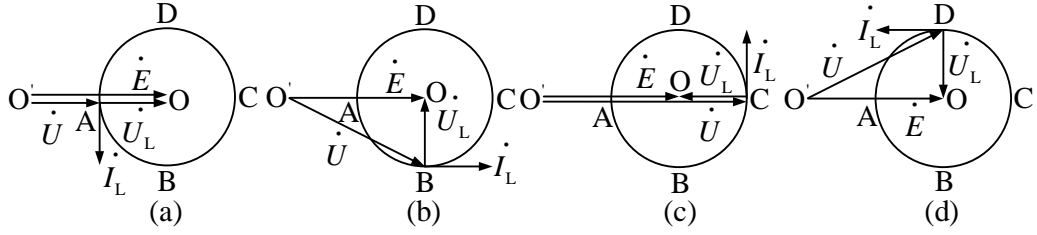


图 2.5 PWM 整流器交流侧矢量关系

2.3 三相电压型 PWM 整流器数学模型的建立

在进行 PWM 整流器控制策略设计前，首先要建立其对应的数学模型。本节根据其拓扑结构及物理电路来构建其数学模型。假设交流侧电感及直流侧电容为理想原件，开关管为理想开关管，且不考虑死区影响。下图 2.6 给出三相电压型 PWM 整流器电路拓扑。

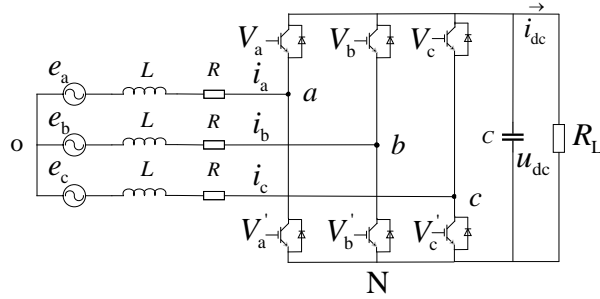


图 2.6 三相 PWM 整流器拓扑结构

其中 e_a 、 e_b 、 e_c 为网侧电动势， L 为网侧滤波电感， R 为等效电阻， i_a 、 i_b 、 i_c 为三相交流侧电流。 C 为储能电容。 u_{dc} 为直流侧电压， i_{dc} 为直流侧电流。VSR 四象限运行，关键是网侧电流的控制。三相整流器功率开关管的工作状态始终是开通和关断两者切换，因此可定义如下开关函数：

$$\sigma_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通，下桥臂关断} \\ 0 & \text{下桥臂导通，上桥臂关断} \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (0.3)$$

当 $\sigma_a = 1$ ，开关管 V_a 导通， V'_a 截止，开关管为理想器件，忽略其压降，则有 $u_{aN} = u_{dc}$ ；当 $\sigma_a = 0$ ，开关管 V'_a 导通， V_a 截止，则有 $u_{aN} = 0$ 。此时可用开关函数表示为 $u_{aN} = \sigma_a u_{dc}$ ，同理： $u_{bN} = \sigma_b u_{dc}$ 、 $u_{cN} = \sigma_c u_{dc}$ 。再根据基尔霍夫电压定律，得到如下表达式：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - \sigma_a u_{dc} - u_{NO} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - \sigma_b u_{dc} - u_{NO} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - \sigma_c u_{dc} - u_{NO} \end{cases} \quad (0.4)$$

由三相对称系统可得：

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (0.5)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (0.6)$$

联立式~，得：

$$u_{NO} = -\frac{u_{dc}}{3}(\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c) \quad (0.7)$$

又由 KCL 基尔霍夫电流定律，列出直流侧电容正极节点方程如下：

$$C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_L} = i_a \sigma_a + i_b \sigma_b + i_c \sigma_c \quad (0.8)$$

将式代入式，并联立可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - \left(\sigma_a - \frac{\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c}{3} \right) u_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - \left(\sigma_b - \frac{\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c}{3} \right) u_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - \left(\sigma_c - \frac{\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c}{3} \right) u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_L} = i_a \sigma_a + i_b \sigma_b + i_c \sigma_c \end{cases} \quad (0.9)$$

以上为三相电压型 PWM 整流器在三相静止坐标系的数学模型，模型图如图 2.7，可以看出其结构复杂，且交流侧电压电流随时间变化，难以进行控制，也为后续章节控制器的设计带来困难，因此需要将三相静止坐标系下的数学模型，转换为两相旋转坐标系下的数学模型，从而将静止坐标系下的交流量变成可控直流量^[47]。

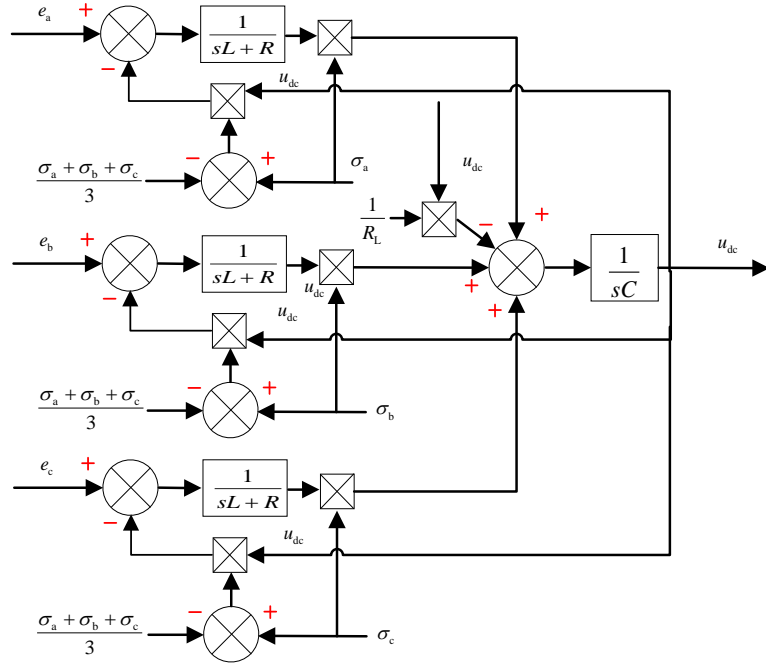


图 2.7 三相 PWM 整流器静止坐标系下的模型

根据等功率变换准则，三相静止坐标系到两相静止坐标系有以下坐标转换系数 [48]：

$$C_{3s/2s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (0.10)$$

求出两相静止坐标系下数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - \sigma_a u_{dc} \\ L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta = e_\beta - \sigma_\beta u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_L} = i_a \sigma_a + i_\beta \sigma_\beta \end{cases} \quad (0.11)$$

其对应的两相静止坐标系下数学模型结构为图 2.8：

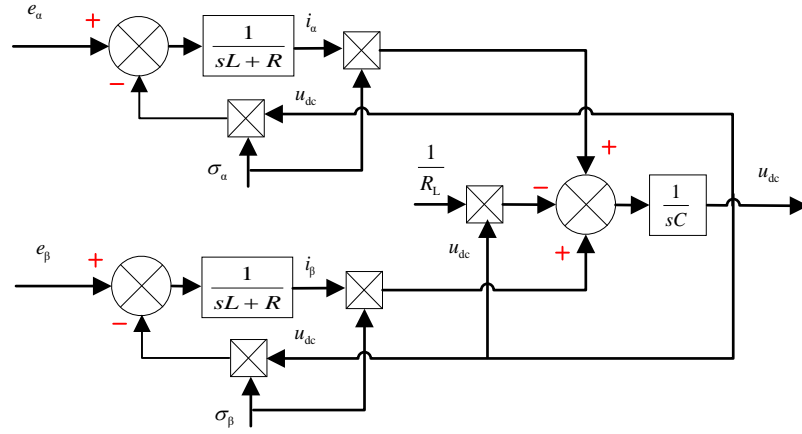


图 2.8 两相静止坐标系整流器数学模型

两相静止坐标系到同步旋转系数转换系数为：

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \varphi}{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} & \frac{\sin \varphi}{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} \\ \frac{-\sin \varphi}{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} & \frac{\cos \varphi}{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} \end{bmatrix} \quad (0.12)$$

则可求出三相电压型 PWM 整流器基于两相旋转坐标系的数学模型：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{\sigma_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{\sigma_q}{L} \\ \frac{\sigma_d}{C} & \frac{\sigma_q}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ \frac{u_{dc}}{R_L} \end{bmatrix} \quad (0.13)$$

其对应电路数学模型结构如图 2.9 所示，可以看出电压电流从时变交流量转换为在 dq 坐标系下的直流量，分别控制有功和无功，便于控制，但有功和无功电流同时还受到 ωLi_q 、 ωLi_d 相互影响，此时系统处于耦合状态，对后续控制器设计带来一定困难。

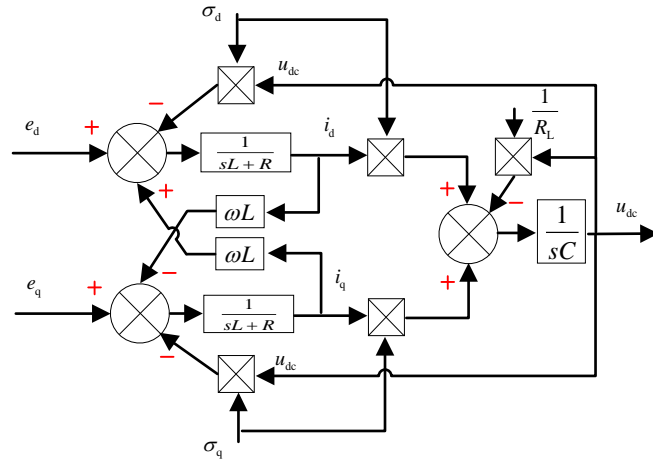


图 2.9 两相旋转坐标系整流器数学模型结构

2.4 本章小结

本章主要介绍了 PWM 整流器分类及其常见结构拓扑，简单介绍了电压源型的三相半桥整流器拓扑、三相全桥拓扑结构；电流源型的三相半桥拓扑。阐明了选用三相电压型半桥拓扑的优越性。还从功率平衡关系和工作状态出发阐述了 PWM 整流器基本原理。最后推导了三相电压型 PWM 整流器在三相静止坐标系下的数学模型，并根据坐标变换系数，推导其在两相旋转坐标系（dq 坐标系）的数学模型，为后续控制系统设计奠定基础。

3 三相 PWM 整流器滑模控制算法设计及改进

相关学者不断研究和探索三相 PWM 整流器控制策略，依据是否直接对电流进行控制，将其分为间接电流控制以及直接电流控制两大类^[47]。间接电流控制对交流电感量 L 和电路等效电阻 R 的准确有较大依赖，目前已较少采用；直接电流控制将交流侧电流采样进入控制器使其能够实时跟踪期望值，对交流电感量 L 和电路等效电阻 R 的依赖较小，控制效果也更好，当前主要采用这种控制方式；本章在直接电流控制的基础上采用电压外环电流内环双闭环的形式，首先采用指数趋近律设计三相 PWM 整流器的双闭环滑模控制策略对比分析基于前馈解耦的 PI 控制策略，分析其存在的问题；根据存在的抖振问题，提出可抑制抖振的改进策略，并进行仿真验证；再基于变速趋近率和修正滑动函数的三相 PWM 整流器在受到集总扰动情况下，控制器对其并不敏感的问题，提出将扩张状态观测器引入所设计控制策略当中，来提升系统的灵敏度，从而提高三相 PWM 整流器整体性能，最后通过仿真进行验证。

3.1 基于前馈解耦控制策略的三相整流器

本节分别设计基于前馈解耦和基于指数趋近率的滑模控制策略，并进行仿真，对比并分析两者存在的问题，为后续改进提供方向。上一章节所推导三相 PWM 整流器数学模型，为控制策略提供了理论依据，而数学模型具有强耦合性，给控制带来一定困难，因此需要对其进行解耦^[49]。而采取 PI 调节器的前馈解耦控制相关研究较多，此处只做简单阐述。

将交流侧电压定义为：

$$\begin{cases} u_d = \sigma_d u_{dc} \\ u_q = \sigma_q u_{dc} \end{cases} \quad (0.14)$$

结合式可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - u_q \end{cases} \quad (0.15)$$

通过前馈解耦的控制算法分别控制有功分量和无功分量，加入 PI 调节器后，可得 u_d 、 u_q 控制式为：

$$\begin{cases} u_d = -\left(k_{ip} + \frac{K_{il}}{S}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + e_d \\ u_q = -\left(k_{ip} + \frac{K_{il}}{S}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (0.16)$$

式中：\$k_{ip}\$ 为比例增益，\$K_{il}\$ 为积分增益；\$i_d^*\$ 为有功电流期望值，\$i_q^*\$ 为无功电流期望值，\$S\$ 为微分算子。此处将式反代入式，可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -R i_d + \left(k_{ip} + \frac{K_{il}}{S}\right)(i_d^* - i_d) \\ L \frac{di_q}{dt} = -R i_q + \left(k_{ip} + \frac{K_{il}}{S}\right)(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (0.17)$$

由式可知，基于前馈解耦控制策略使三相 PWM 整流器实现了解耦控制，d 轴和 q 轴独立控制，在两相旋转坐标系中，将 d 轴定向于电网电压矢量，控制有功；而 q 轴控制无功^[50]。

此处所设计的前馈解耦控制策略，采用双闭环控制即电压外环和电流内环，而 PI 调节器的相关设计已十分完善，此处不在赘述。电压外环 PI 控制器参数为：

$$\begin{cases} T_v = 5T_{ev} = 5(\tau_v + 3T_s) \\ K_v = \frac{4C}{(\tau_v + 3T)} \end{cases} \quad (0.18)$$

电流内环 PI 控制器参数为：

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{6L}{15T_s k_{PWM}} \\ K_{il} = \frac{6L}{112.5T_s^2 k_{PWM}} \end{cases} \quad (0.19)$$

3.2 基于指数趋近率滑模控制策略的三相整流器

为研究基于滑模控制策略的三相 PWM 整流器，本节首先介绍滑模控制策略基本理论，再根据三相 PWM 整流器数学模型特性，对电压外环及电流内环分别采用基于指数趋近率滑模控制策略进行控制器设计。

3.2.1 滑模变结构控制基本理论

滑模控制（Sliding Mode Control, SMC）作为非线性控制策略的一种，目前是控制领域的一个重要组成部分。其被控对象的系统结构并非固定不变，具有随着时间而

变化的特性。在理想状态下,当状态点运动至滑模面时,就对外界干扰和参数扰动不敏感,从而具有很强的鲁棒性。滑模控制作为非线性控制,经上一章节分析,三相 PWM 整流器系统实质上作为一类非线性系统,因此,滑模控制非常适用于电力电子变换器^[51]。下面将简要阐述滑模变结构控制原理。

假设有一受控系统的数学模型为:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (0.20)$$

式中, $x \in R^n$, $u \in R^n$, $t \in R$ 。

并有滑模面函数:

$$s(x_1 \cdots x_n) = 0 \quad (0.21)$$

控制率函数为:

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x) & s(x) > 0 \\ u^-(x) & s(x) < 0 \end{cases} \quad (0.22)$$

其实质是设计合理的滑模面函数,且控制率具有一定的切换逻辑,满足系统有限时间内到达滑模面的要求即可达性条件,迫使系统状态点沿一定轨迹滑向滑模面,最终收敛于滑模面。滑模控制的系统状态示意图如图 3.1 所示。图 3.1 中, $s(x) = 0$ 为切换面或称滑模面,滑模面将系统分为两部分,上部分为 $s(x) > 0$, 下部分为 $s(x) < 0$ 。图中 A、B、C 为三类状态点分别称为起始点、通常点和终止点。当切换函数 $s(x) < 0$ 时,控制量为 $u^-(x)$; 当切换函数 $s(x) > 0$ 时,控制量为 $u^+(x)$ 。当系统的状态点靠近滑模面时,控制作用使得状态点迅速滑向滑模面,从而在这一区域内按切换逻辑和控制率运动,这一区域可称滑模区域,系统状态在滑模区域内沿着滑模面切换运动称之为滑模运动^[53]。

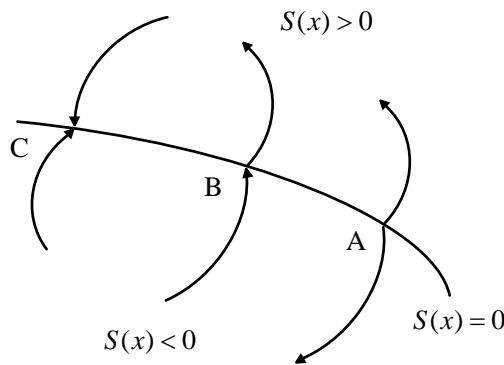


图 3.1 滑模控制的系统状态示意图

进行滑模控制器的设计可以归纳为三个方面:首先确定滑模面函数,然后选取合适的滑模控制率,以及选取合适的参数。滑模面通常分为两种:线性滑模面、非线性滑模面。其中非线性滑模面又有:终端滑模、积分滑模和分段线性滑模等等;控制率

常用的有常值切换、函数切换、比例切换等等，其中比较常用的为常值切换控制。由于切换函数的存在，且系统的状态检测存在一定延时，导致了滑模控制器的抖振问题，而抖振对整流器的性能有很大的影响：直流侧输出存在超调、直流电压存在静差、整流器效率下降等等。通常可采用趋近率的方式削弱抖振，学者高为炳提出了四种趋近率^[52]：等速趋近率： $\dot{s} = -\varepsilon \cdot \text{sgn}(s), \varepsilon > 0$ ；指数趋近率： $\dot{s} = -\varepsilon \cdot \text{sgn}(s) - k \cdot s, \varepsilon > 0, k > 0$ ；幂次趋近率： $\dot{s} = -k \cdot |s|^a \cdot \text{sgn}(s), 1 > a > 0, k > 0$ ；一般趋近率： $\dot{s} = -\varepsilon \cdot \text{sgn}(s) - f(s), \varepsilon > 0, f(0) = 0; f(0) \neq 0 \text{ 时}, sf(s) > 0$ 。

最后要实现滑模变结构控制，要符合以下几个条件^[53]：1) 滑动模态存在，即 $\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} \leq 0$ ；2) 在状态空间任意位置的状态点必须能在有限时间内趋近于滑模面。3) 在“滑模区”内状态点必须稳定。4) 系统具有良好的动态品质。

3.2.2 基于滑模控制器电压环设计

根据第二章所推导整流器数学模型式，可以设计电压外环滑模控制器。在设计三相 PWM 整流器电压外环时为了能够考虑到控制器对外界扰动和干扰不敏感的问题，通常使直流侧实际电压跟踪给定的直流侧期望电压。因此可选择滑模面为：

$$s = u_{dc}^* - u_{dc} \quad (0.23)$$

对式求导，此时 u_{dc}^* 的值为恒量，则有：

$$\dot{s} = \frac{du_{dc}^*}{dt} - \frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{du_{dc}}{dt} \quad (0.24)$$

将式代入式，可得：

$$\dot{s} = \frac{u_{dc}}{R_L C} - \frac{\sigma_d i_d + \sigma_q i_q}{C} \quad (0.25)$$

此处选取指数趋近率作为电压环的趋近率，其式为：

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \text{sgn}(s) - k \cdot s, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (0.26)$$

k 为指数趋近项系数， ε 为切换函数系数或切换函数幅值。 k 和 ε 的取值决定滑模控制器的品质。通常情况下为了抑制抖动，同时保证以较快的趋近速度趋近，在增大 k 的取值时，减少 ε 的取值^[54,55]。结合公式和可得：

$$\frac{u_{dc}}{R_L C} - \frac{\sigma_d i_d + \sigma_q i_q}{C} + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) + k \cdot s = 0 \quad (0.27)$$

可整理为有功电流形式：

$$i_d = \frac{C}{\sigma_d} \left[\frac{u_{dc}}{R_L C} + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) + k \cdot s \right] - \frac{\sigma_q i_q}{\sigma_d} \quad (0.28)$$

此时公式中含有 σ_d 、 σ_q 两个非线性开关函数，不便于控制。在稳态条件下，

$$i_q = 0, \quad \frac{di_q}{dt} = 0, \quad \frac{di_d}{dt} = 0, \quad e_q = 0。同时分析式可知：\sigma_d = \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}}、\sigma_q = -\frac{\omega Li_d}{u_{dc}}，整$$

理代入可得：

$$i_d = \frac{u_{dc} C}{e_d - Ri_d} \left[\frac{u_{dc}}{R_L C} + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) + k \cdot s \right] \quad (0.29)$$

此时控制器不受非线性开关函数 σ_d 、 σ_q 影响，且稳态时电流跟踪指令值 $i_d^* = i_d$ ，可得基于指数趋近率的滑模控制策略电压外环控制器为：

$$i_d^* = \frac{u_{dc} C}{e_d - Ri_d} \left[\frac{u_{dc}}{R_L C} + \varepsilon \text{sgn}(u_{dc}^* - u_{dc}) + k(u_{dc}^* - u_{dc}) \right] \quad (0.30)$$

根据公式可知，滑模控制策略电压外环控制器模型如图 3.2 所示。

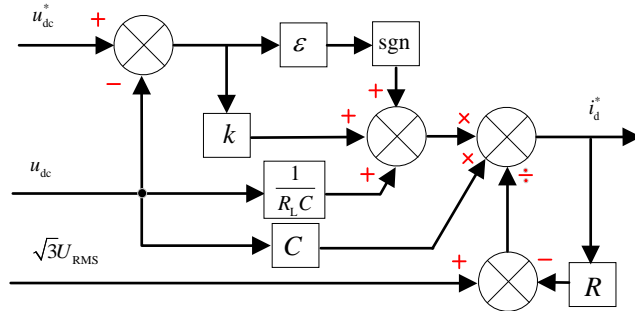


图 3.2 滑模控制策略电压环控制器模型

3.2.3 基于滑模控制器电流环设计

由第二章所建立三相 PWM 整流器数学模型，分析可知由于电流环是强耦合的，强耦合非线性系统的控制实现困难，因此在设计滑模控制器时，需要考虑将电流环进行去耦合的同时线性化，目前有部分成熟的线性控制策略和反馈线性化相结合的方式，取得了良好效果^[56-58]，为此考虑到微分几何知识，采用反馈线性化的方法将非线性问题转化为线性系统问题，再与滑模控制相结合，设计电流环控制器。

反馈线性化能够根据三相 PWM 整流器的非线性特点将其转化为线性系统问题，文献[48]验证了三相 PWM 整流器状态方程满足状态反馈线性化的要求。在三相 PWM 整流器中线性系统的控制输入函数和非线性系统的控制输入函数之间的关系可表示为：

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = -B^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + B^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (0.31)$$

其中输出变量为 $h(x) = [h_1(x) \ h_2(x)] = [i_d \ i_q]$, $u = [u_1 \ u_2] = [u_d \ u_q]$, 且有:

$$B(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (0.32)$$

通过以上转换就可以将非线性系统转化为线性系统的综合问题, 此时控制量 v_1 、 v_2 分别控制 i_d 、 i_q 。进而可通过电流环给定值及有功电流无功电流的跟踪设计合理的变量, 因此可选取滑模面为:

$$s = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{pmatrix} \quad (0.33)$$

对式两边求导可得:

$$\dot{s} = \begin{pmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{i}_d^* - \dot{i}_d \\ \dot{i}_q^* - \dot{i}_q \end{pmatrix} \quad (0.34)$$

结合式可得:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d^* + \varepsilon \cdot \text{sgn}(\dot{s}_1) + k \cdot s_1 \\ i_q^* + \varepsilon \cdot \text{sgn}(\dot{s}_2) + k \cdot s_2 \end{pmatrix} \quad (0.35)$$

结合和求得:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = -A^{-1} \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L} - i_d^* - \varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) - k_1 s_1 \\ -\frac{R}{L} i_q - \omega i_d + \frac{e_q}{L} - i_q^* - \varepsilon_2 \text{sgn}(s_2) - k_2 s_2 \end{pmatrix} \quad (0.36)$$

因此可推导得反馈线性化后电流环滑模控制器为:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L} - \varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) - k_1 s_1 \\ -\frac{R}{L} i_q - \omega i_d + \frac{e_q}{L} - \varepsilon_2 \text{sgn}(s_2) - k_2 s_2 \end{pmatrix} \quad (0.37)$$

可根据公式画出反馈线性化后电流环滑模控制器的控制模型如图 3.3 所示。

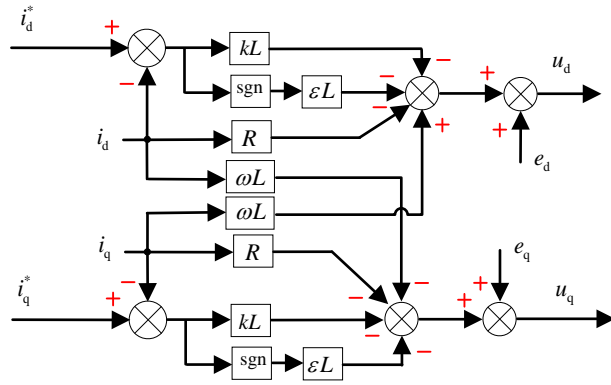


图 3.3 电流环滑模控制器模型

通过以上分析，分别设计出基于指数趋近率的电压外环和电流内环滑模控制器，可以得出三相电压型 PWM 整流器系统滑模控制策略总体结构图，如图 3.4 所示。

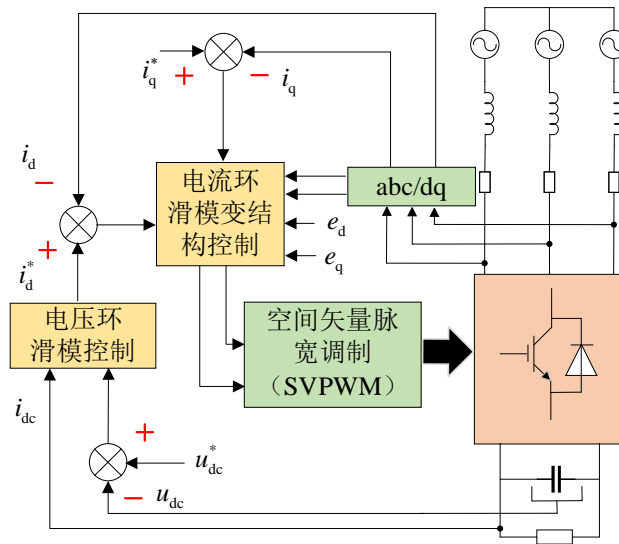


图 3.4 滑模控制策略总体结构图

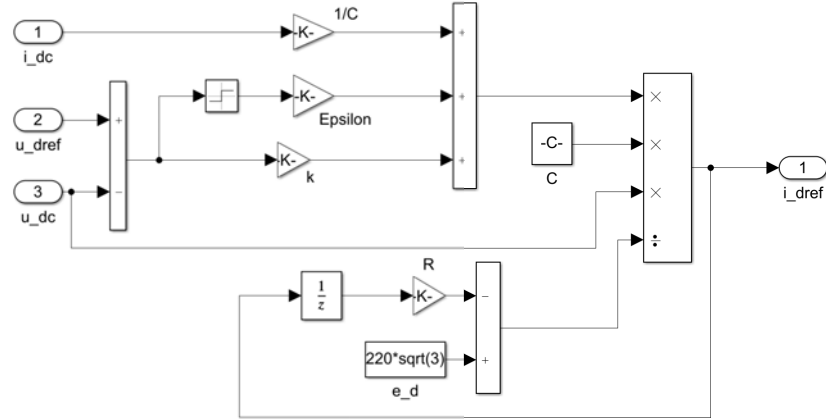
3.2.4 仿真验证

根据前文所设计基于指数趋近率的电压环和电流环滑模控制器，同时结合前馈解耦控制策略所设计的 PI 控制器，搭建基于这两种控制策略的三相 PWM 整流器 MATLAB/Simulink 仿真模型，将两者仿真结果进行对比分析。搭建的模型系统仿真参数如表 3.1 所示：

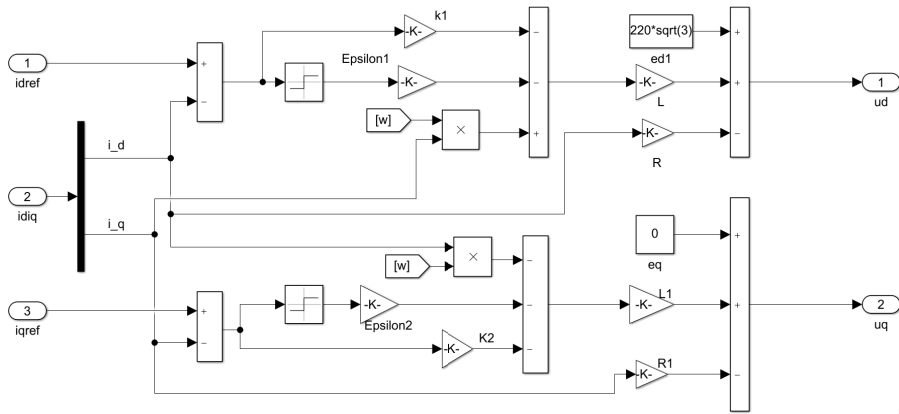
表 3.1 仿真模型参数

参数	表示符号	数值
网侧电压	E / V	220
直流母线电压	u_{dc} / V	650
网侧电感	L / mH	10
直流侧电容	$C / \mu F$	3000
开关频率	f / KHz	20

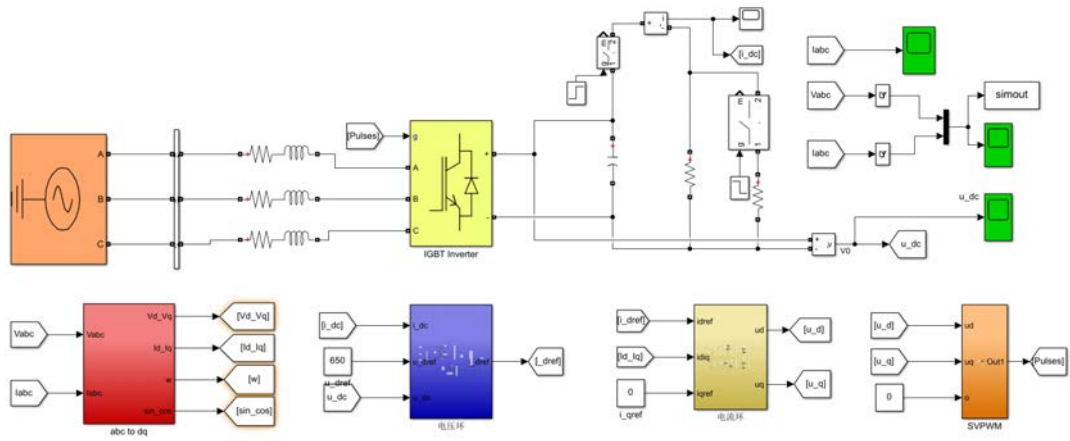
根据公式，搭建的电压环仿真模型如图 3.5 (a) 所示;再根据公式，搭建的电流环仿真模型如图 3.5 (b); 总体仿真模型如图 3.5 (c)。



(a) 电压环仿真模型



(b) 电流环仿真模型



(c) 整体仿真模型

图 3.5 三相 PWM 整流器滑模控制策略 MATLAB 仿真模型

将搭建的滑模控制策略仿真模型和基于前馈解耦的 PI 控制器进行对比分析。图 3.6 为两种控制策略直流侧电压启动波形对比。

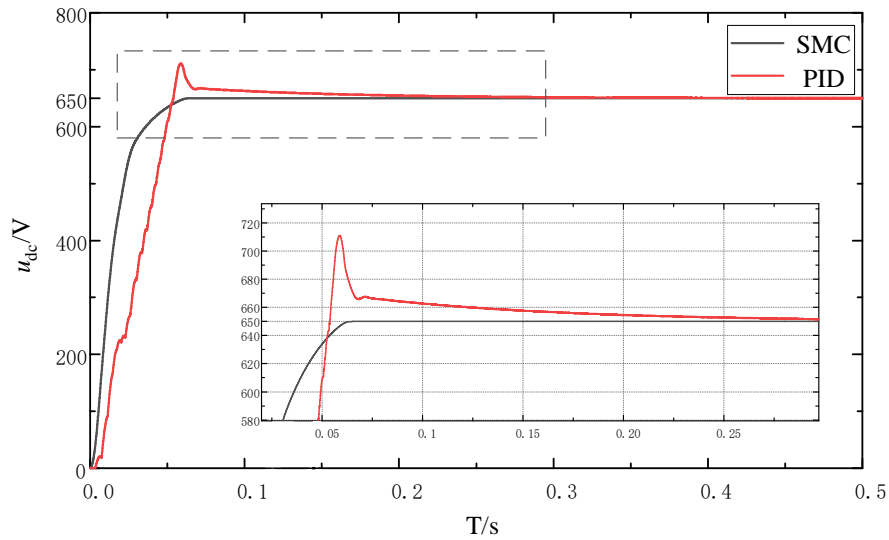


图 3.6 直流电压输出波形图

图 3.6 仿真结果总结如表 3.2 所示；从表 3.2 可知，采用滑模控制策略直流侧输出电压迅速到达指令值且没有超调，到达所需时间为 0.06s；而采用前馈解耦的 PI 控制策略时，直流侧输出电压有一定超调，经过 0.25s 电压才能达到指令电压值。

表 3.2 仿真结果对比

性能参数	PI	SMC
输出电压 (V)	650	650
到达指令电压所需时间 (s)	0.25	0.06
超调量 (V)	50	0

图 3.7 是采用滑模变结构控制器的输出电压抖振波形, 分析可知稳态情况下, 基于滑模控制器的三相 PWM 整流器输出电压在到达指令电压后, 由于在指数趋近率中, 指数趋近项在趋近滑模面时随之减小, 而切换函数系数无法随之改变, 从而以一定速度穿过滑模面, 造成状态点在滑模面的振荡; 从而导致电压环滑模控制器输出抖振, 直观体现在直流输出电压始终在指令电压 650V 上下波动。

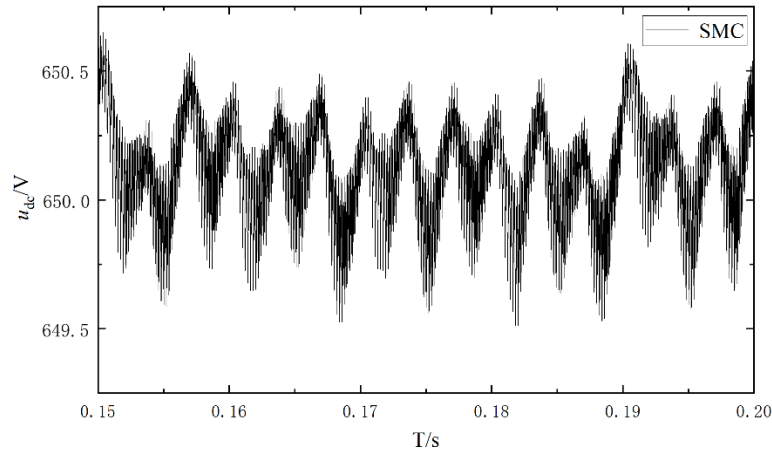


图 3.7 滑模变结构控制器的输出电压抖振波形

图 3.8 为两种控制策略谐波含量, 图(a)前馈解耦的 PI 控制器谐波含量为 4.77%; 图(b)滑模控制策略谐波含量为 4.16%, 可知两者都满足谐波含量低于 5%的技术指标。但滑模控制策略谐波含量的控制更为优秀。表明当三相 PWM 整流器采用滑模控制策略时, 不论是启动电压响应速度还是谐波含量指标, 都明显优于基于前馈解耦的 PI 控制策略。

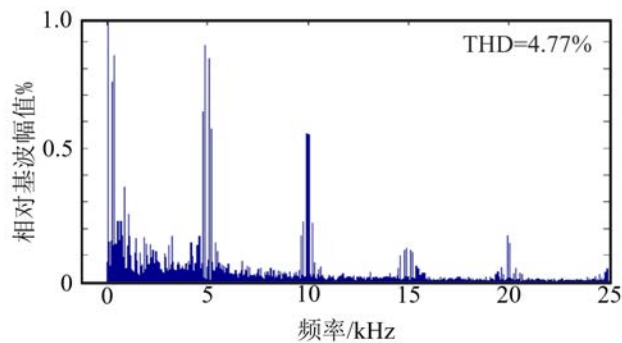


图 (a) PI 控制器电流谐波含量

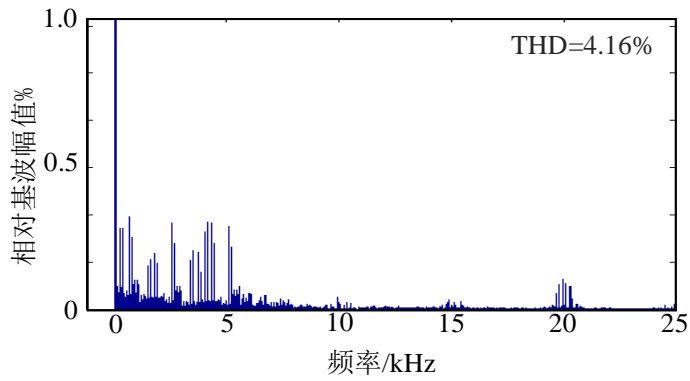


图 (b) 滑模控制器电流谐波含量

图 3.8 PI 控制器和滑模控制器额定负载稳态运行谐波含量对比

本节分析了前馈解耦控制策略,且对滑模控制进行了简单介绍,设计了三相 PWM 整流器电压外环电流内环滑模控制策略,并搭建仿真模型,将两者进行对比,结果表明滑模控制策略明显优于前馈解耦的 PI 控制策略,但由于滑模控制器存在抖振,使得输出电压在一定范围波动,影响直流侧输出电压质量,因此需要对滑模控制器进行改进,提高直流电压输出质量。

3.3 三相 PWM 整流器的改进滑模控制算法设计

上一节设计基于指数趋近律的双闭环滑模控制策略,输出电压启动响应快,交流侧谐波含量低,但存在抖振问题;分析滑模控制策略造成三相 PWM 整流器输出电压所产生抖振发现,若考虑到系统的鲁棒性,趋近率中等速趋近项参数取值较大时能够保证系统切换速率,但系统状态在靠近滑模面后较大的切换参数则会引起系统抖振;若从削弱抖振的角度出发,采用较小的切换参数,则系统状态切换速率得不到保证,降低了系统的响应速度及鲁棒性。可知需要寻找即不降低系统响应速度和鲁棒性,又不对直流侧输出电压造成抖振的方法。根据这一需求加以分析,本节提出的思路为:通过设计新型趋近率来降低抖振;通过修正滑动函数提高控制精度及鲁棒性,最后通过仿真进行验证。

3.3.1 改进趋近率的滑模控制器

采用指数趋近率的滑模控制器产生的抖振对三相 PWM 整流器直流侧输出电压质量有很大影响,考虑到提高输出电压质量,降低抖振的产生,遂提出一种改进型趋近律,该趋近律满足变速趋近的要求,使得系统状态在远离滑模面时,以较大趋近速率趋近于滑模面;状态点运动至滑模面附近后,应以较小趋近速率趋近于滑模面,在

此状态下收敛至稳定。

为分析指数趋近率在滑模控制器当中所产生的作用，更好的提出改进型的趋近率，首先分析指数趋近律以及输出抖振的原因，可将指数趋近率写成离散形式：

$$s(n+1) - s(n) = -T\varepsilon \operatorname{sgn}(s(n)) - ks(n) \quad (0.38)$$

其中， T 为系统采样周期。假设有一系统状态点在 $s(n)$ 时刻刚好从 $s>0$ 一侧运动至滑模切换面，此时有 $s(n)=0^+$ ，经过一个系统采样周期，并根据公式推导出 $s(n+1)$ 时的值为：

$$s(n+1) = -T\varepsilon \quad (0.39)$$

同样的，假设有一系统状态点处于 $s<0$ 一侧，那么在 $s(n)$ 时刻，系统状态点运动至滑模切换面，此时有 $s(n)=0^-$ ，经过一个系统采样周期，根据公式推导 $s(n+1)$ 时的值为：

$$s(n+1) = T\varepsilon \quad (0.40)$$

根据公式、分析可得基于指数趋近律下 $s(n+1)$ 时刻的取值，并可确定基于指数趋近律下滑模控制的离散切换带宽为：

$$\Delta' = T\varepsilon \quad (0.41)$$

经过以上分析，由式可知基于指数趋近率下的滑模控制器其在滑模面上的切换带宽为： $\Delta' = T\varepsilon$ ，其运行轨迹示意图如图 3.9 所示，由图可知，状态点始终在滑模切换面上来回切换，并产生振幅大小为 $T\varepsilon$ 的抖动轨迹，使之不能停留在平衡点。

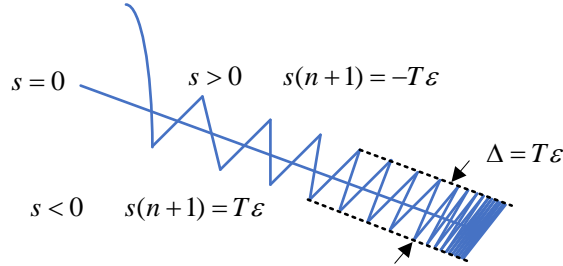


图 3.9 指数趋近律系统状态点运行轨迹

此时需要寻求振幅 $T\varepsilon$ 减小的方法，且能随系统状态点靠近滑模面的距离变化而变化。可在其中增添变换函数： $T\varepsilon\phi(x)$ ；变换函数 $\phi(x)$ 的选取需满足：既在远离滑模面时以较大趋近速率使系统状态点迅速趋近滑模面，又能在靠近滑模面时以降低的趋近速率趋近滑模面。经分析有如下函数可选择为振幅变换函数： $\phi(x) = \arctan|x|$ 、 $\phi(x) = |x|^a$ 。选择系统状态误差作为自变量，可得所构造变换函数相应运动趋势如图 3.10 所示。

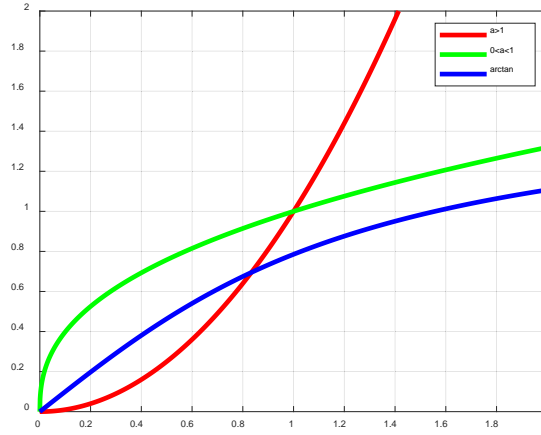


图 3.10 变换函数运动趋势

可知状态点远离滑模面时， $\phi(x)=|x|^a$ 、 $a>1$ 下降速率最快，因此在系统状态误差较大时可选择 $\phi(x)=|x|^a$ 、 $a>1$ 作为变换函数加入趋近率；在系统状态误差小于 1 阶段， $\phi(x)=|x|^a$ 、 $0<a<1$ 下降速率随系统状态误差减小最为缓慢，因此在系统状态误差较小时，为防止状态点因速率过快导致在滑模面来回切换，可选择 $\phi(x)=|x|^a$ 、 $0<a<1$ 作为变换函数加入趋近率。综合考虑后将改变振幅的函数设为： $T|X|^a \varepsilon$ 。其对应的系统状态点运行轨迹如图 3.11 所示。

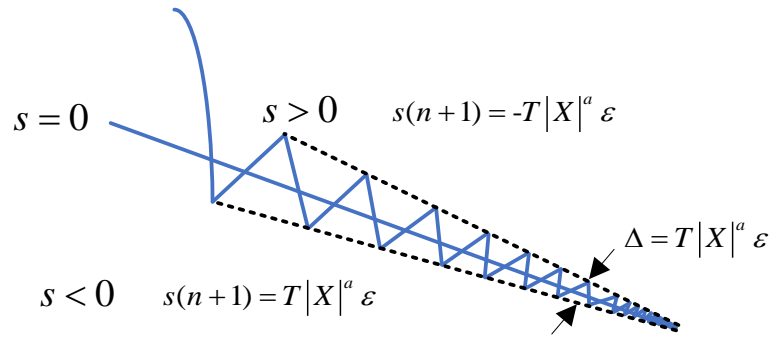


图 3.11 可变振幅系统状态点运行轨迹

此时切换带宽可随着系统状态变量趋近滑模面的距离缩短而减小，直至收敛。经过以上分析，能够使系统状态点停留至平衡点位置的变速趋近率可设计为：

$$\dot{s} = -K_1 |X|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - K_2 |X|^b \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon \cdot s, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (0.42)$$

式中 X 表示系统状态误差、 k_1, k_2 表示切换系数、 ε 为指数趋近项系数，另有 $0 < a < 1, b > 1$ 。此处增加一项趋近函数及滑模切换函数，当系统状态点远离滑模切换面时，定义此时状态为 $|s| > 1$ ，状态误差 X 相对较大，此时状态点由 $-k_1 |X|^b \operatorname{sgn}(s)$ 和指数趋近项两者共同作用，系数 $-k_1 |X|^b \operatorname{sgn}(s)$ 的加入，使得状态点以较大的趋近速

率靠近滑模面；当系统状态点靠近滑模面时定义此时状态为 $s \leq 1$ ，且向 $s = 0$ 运动，此时分析可知 $-\varepsilon \cdot s$ 的速率几乎零， $-\varepsilon \cdot |X|^a \operatorname{sgn}(s)$ 发挥主导作用。随系统状态误差 X 的减小，系数 $-\varepsilon \cdot |X|^a \operatorname{sgn}(s)$ 是在不断减小，当系统状态点稳定运动至滑模面处于 $s = 0$ 时，系数 $-\varepsilon \cdot |X|^a \operatorname{sgn}(s)$ 也随之减小为 0，即此时达到平衡点，从趋近率原理上抑制了抖振。通过以上分析可知本文所提变速趋近律既在远离滑模面时以较大趋近速率使系统状态点迅速趋近滑模面，又能在靠近滑模面时以降低的趋近速率趋近滑模面从而抑制在滑模切换面上下来回振荡引起的抖振问题。

以上分析所设计的变速趋近率需进一步进行稳定性分析，根据李雅普诺夫稳定性判据，可选择 $V = s^2 / 2$ ，计算公式如下：

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} \leq 0 \quad (0.43)$$

将公式代入到上式可得：

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} = s \left[-k_1 |X|^a \operatorname{sgn}(s) - k_2 |X|^b \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon s \right] \quad (0.44)$$

化简可得：

$$\frac{dV}{dt} = - \left[\left(k_1 |X|^a + k_2 |X|^b \right) |X| + \varepsilon s^2 \right] \quad (0.45)$$

已知 $\varepsilon > 0$ 、 $k_1 > 0$ 、 $k_2 > 0$ 、 $0 < a < 1$ 、 $b > 1$ ，则有：

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} = - \left[\left(k_1 |X|^a + k_2 |X|^b \right) |X| + \varepsilon s^2 \right] \leq 0 \quad (0.46)$$

可知此种趋近率满足式，即所提趋近律不趋于无穷大且能够在一段时间内收敛于滑模面，满足滑模可达性条件，可进行后续控制器设计。

滑模变结构控制中符号函数是状态点靠近滑模面时切换依据，而符号函数因其不连续性，也能在一定程度上造成控制器输出抖振，为进一步减小抖振现象，可将符号函数改进为^[60]：

$$\operatorname{sgn}_1(s) = \frac{s}{|s| + \delta} \quad (0.47)$$

其中 δ 的取值可决定切换时符号函数的平滑程度， δ 取值越大，则切换时越平滑； δ 取值越小，则越近似于改进前的符号函数。 δ 根据不同应用对象选择不同的值，此处选取 δ 为 0.008，并将常规符号函数和改进后的符号函数输入 -1~1，设置仿真步长为 0.001 进行仿真分析，如图 3.12 所示。改进后的符号函数切换时更为平滑，改善了其不连续的特点。

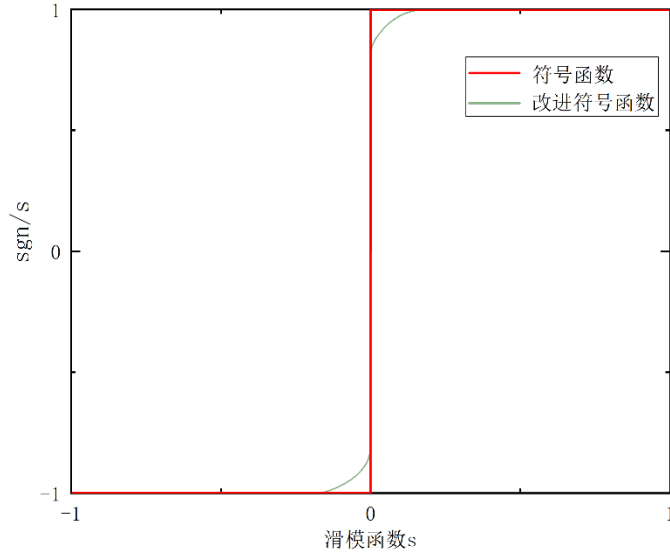


图 3.12 符号函数效果对比

3.3.2 附加修正滑动函数

提出改进型变速趋近率后，考虑到控制器的控制精度，以通过修正滑动轨迹的方式在传统的滑模面函数基础上，设计基于比例积分型的修正滑动函数；文献[59]设计了一种修正滑动函数的滑模策略应用于 DC/DC 变换器，有效提高了滑模控制器的控制精度；所设计的修正滑动函数在传统的滑模面函数上引入可调节参数，可通过合理的选择参数值，为系统状态修正滑动轨迹，从而使控制器控制精度更高，鲁棒性更强。

3.2 节所设计基于三相 PWM 整流器的传统滑模面为：

$$s = \alpha x_1 \quad (0.48)$$

其中， $\alpha (\alpha > 0)$ 为标量。

可将引入比例积分型的滑动函数定义如下：

$$M = s + \delta \int_0^t s dt \quad (0.49)$$

其中， $\delta (\delta > 0)$ 为可调参数。该函数为比例积分型修正滑动函数，加入积分项后能够提高收敛时的稳态精度，降低稳态误差。分别对式(0.48)和式(0.49)进行拉普拉斯变换：

$$\frac{S(s)}{x_1(s)} = s + \alpha \quad (0.50)$$

$$\frac{M(s)}{S(s)} = \frac{s + \delta}{s} \quad (0.51)$$

综上可得传递函数为：

$$\frac{M(s)}{x_1(s)} = (\delta + \alpha) + \frac{\alpha\delta}{s} + s \quad (0.52)$$

分析式结构可知，由滑模面函数以及修正滑动函数所组合而成的传递函数，其形式类似于 PID 控制器传递函数。 $\delta + \alpha$ 等效于比例系数， $\alpha\delta$ 等效为积分系数。通过附加修正滑动函数的形式可等价于增加滑模控制器阶数，能够有效提高控制性能。

进一步对修正滑动函数进行稳定性分析，有：

$$\dot{s} + \lambda s < 0 \quad (0.53)$$

式中取 $\lambda > 0$ ，进一步推导得：

$$\Rightarrow \dot{s} s < -\lambda s^2 \quad (0.54)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} \frac{d}{dt}(s^2) < -\eta s^2 \quad (0.55)$$

$$\Rightarrow s^2(t) < -2s^2(t_0)e^{-2\lambda(t-t_0)} \quad (0.56)$$

式中 t_0 为初始时间常数，可知滑动函数 M 为正时， s^2 始终减小；滑动函数 M 为负时， s^2 始终增大；则可满足关系式：

$$\lim_{s \rightarrow 0} M \dot{M} < 0 \quad (0.57)$$

由式可知，滑动函数可在有限时间内收敛。根据以上分析，再结合 3.2 节所设计基于指数趋近率下的滑模控制器，将式代入式并整理，可设计改进后的滑模控制（IPV_SMC）的电压外环控制器为：

$$i_{d_IPV_SMC}^* = \frac{u_{dc}C}{e_d - Ri_d} \left[\frac{u_{dc}}{R_L C} + k_1 |X|^\alpha \operatorname{sgn}_1(M) + k_2 |X|^b \operatorname{sgn}_1(M) + \varepsilon M \right] \quad (0.58)$$

同理，设计改进后的滑模控制（IPV_SMC）电流内环控制器为：

$$\begin{cases} u_{d_IPV_SMC} = -Ri_d + L\omega i_q + e_d - Lk_1 |X|^\alpha \operatorname{sgn}_1(M) - Lk_2 |X|^b \operatorname{sgn}_1(M) - L\varepsilon M \\ u_{q_IPV_SMC} = -Ri_q - L\omega i_d + e_q - Lk_1 |X|^\alpha \operatorname{sgn}_1(M) - Lk_2 |X|^b \operatorname{sgn}_1(M) - L\varepsilon M \end{cases} \quad (0.59)$$

3.3.3 仿真实验分析

前文对指数趋近率进行分析，提出可随系统状态变化的改进型变速趋近率，保证了系统状态分段运动，考虑切换符号函数的不连续性，改为平滑的切换符号函数，从而降低输出抖振；为加强滑模控制器控制精度，引入修正滑动函数，通过其等价的比例积分控制器减小系统稳态误差；利用李雅普诺夫稳定性判据证明了所提出的改进型变速趋近率的稳定性。本部分依据上述理论及所推导设计的控制器，在 3.2 节所搭建仿真模型基础上，采用相同的电路参数，进行仿真实验，以验证所提改进后的滑模控制策略应用于三相 PWM 整流器的可行性。

以下给出了变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）与上一章节

所设计指数趋近率滑模控制策略（SMC）电压启动仿真对比，由图 3.13 可知，采用变速趋近率及修正滑动函数后，电压启动响应没有受到影响，在 0.058s 左右实际电压能够达到指令电压；电压波动范围有了明显减小，变速趋近项的作用使得实际电压到达指令电压附近后控制量迅速减小，输出电压抖振较指数趋近率下的滑模控制器有了明显改善，电压始终在 650V 附近。

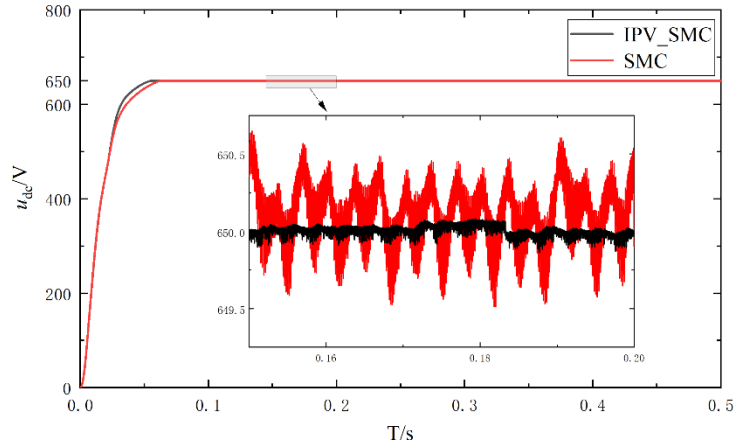


图 3.13 直流电压输出波形图

图 3.14 为 50 欧阻性负载在 0.1s 时刻突加至 100 欧两种控制策略电压瞬态波动情况，由图可以看出，指数趋近率滑模控制策略（SMC）电压超调较大，电压超调量为 12V，在 0.12s 时刻电压回到期望值；在变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）下，负载突变时刻直流电压超调有一定程度的减小，超调量为 8V，0.11s 时刻调整至期望值，表明其对负载扰动不敏感导致动态响应效果并不突出。

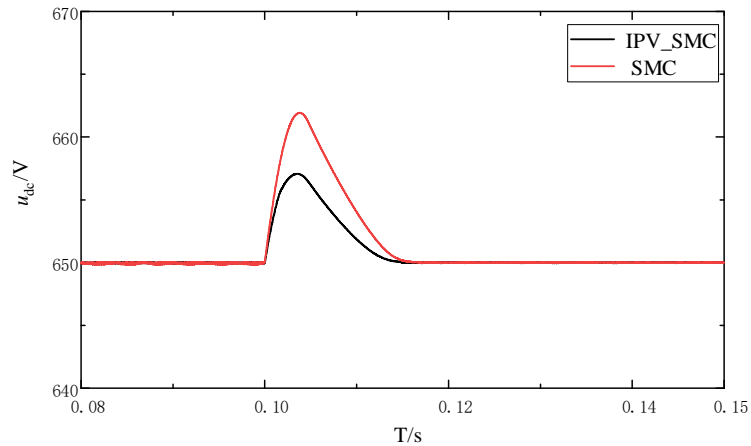
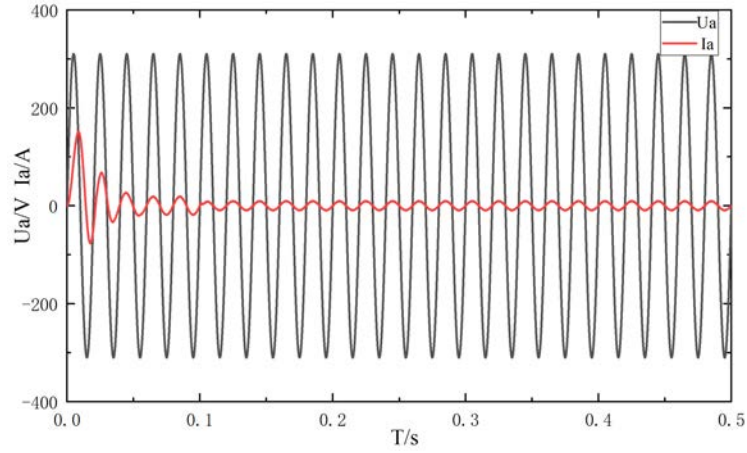


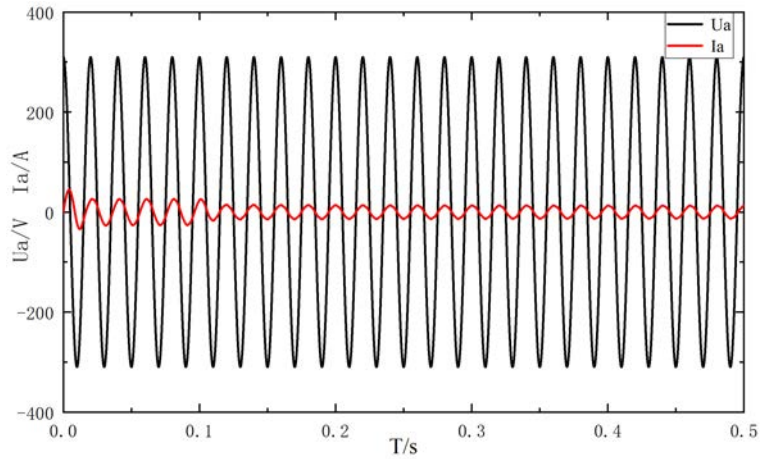
图 3.14 两者突加负载电压响应

图 3.15 为突加负载 A 相电压电流变化情况，可以看出两种控制策略都能使电压电流同相位，满足单位功率因数运行，指数趋近率滑模控制策略（SMC）有较大的

冲击电流。图 3.16 为突加负载三相电流波形变化情况，可以看出变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）电流正弦化程度高于指数趋近率滑模控制策略（SMC），但突加负载时刻过度不如指数趋近率的滑模控制策略平滑，有部分毛刺。



图（a）指数趋近率滑模控制策略



图（b）变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略

图 3.15 突加负载 A 相电压电流变化波形

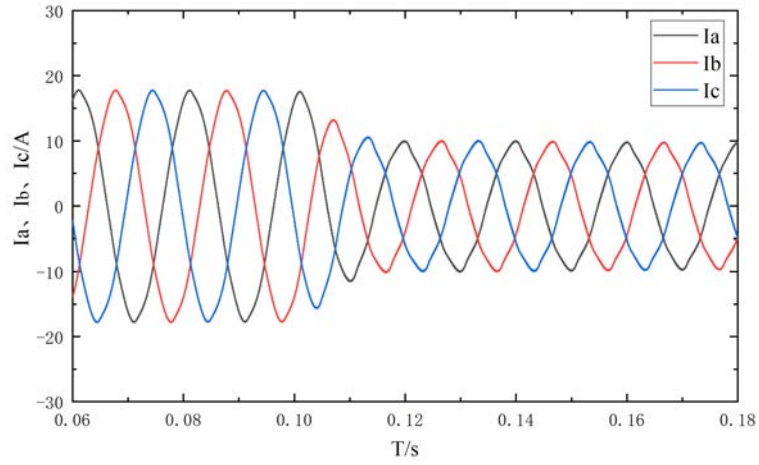


图 (a) 指数趋近率滑模控制策略

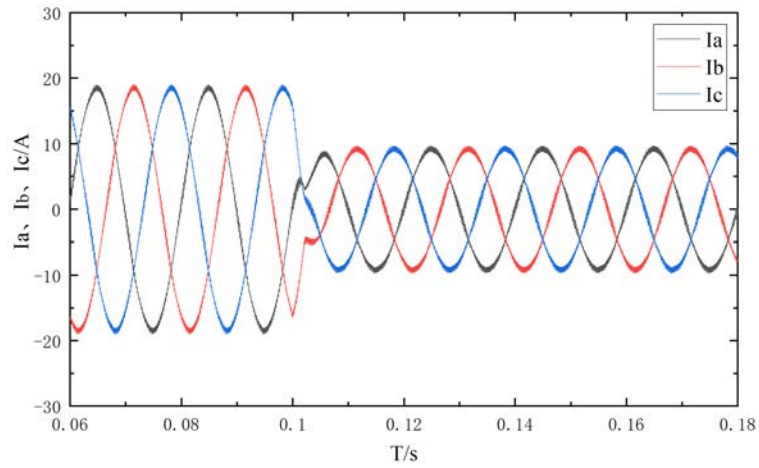


图 (b) 变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略

图 3.16 突加负载三相电流变化波形

图 3.17 为空载情况下在 0.1s 时刻带载 60 欧两种控制策略电压瞬态波动情况，由图可以看出，两者都有一定程度的欠压，指数趋近率滑模控制策略（SMC）欠压为 5V；在变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）下，带载时刻欠压为 3.8V，两者性能相差不大。

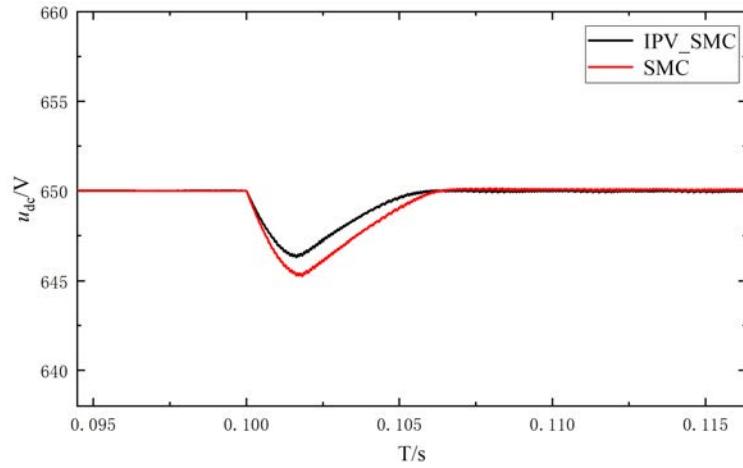
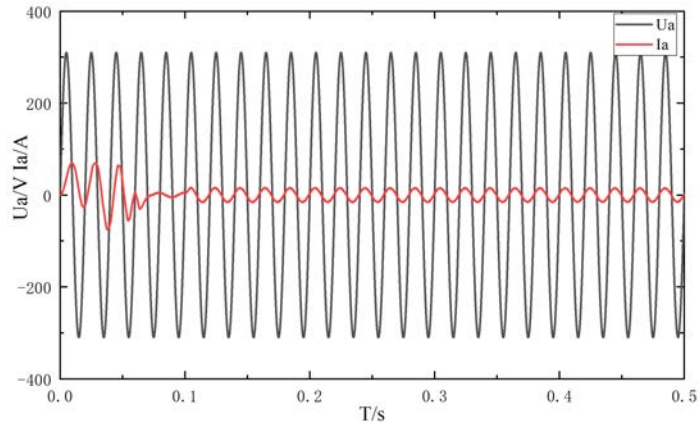
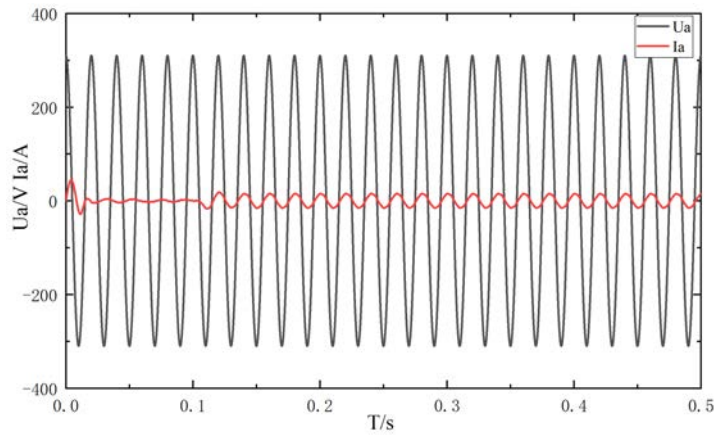


图 3.17 空载到 60 欧负载电压响应

图 3.18 为两者控制策略空载到 60 欧 A 相电压电流变化波形，在启动时刻指数趋近率滑模控制策略（SMC）冲击电流较大，而变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）冲击电流明显减小。



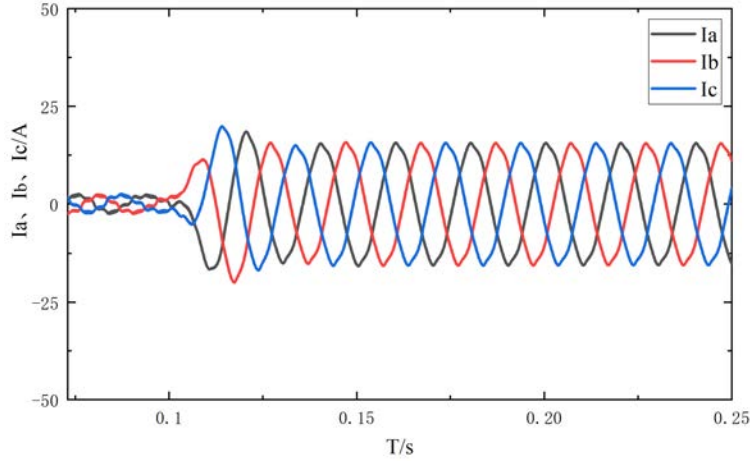
图（a）指数趋近率滑模控制策略



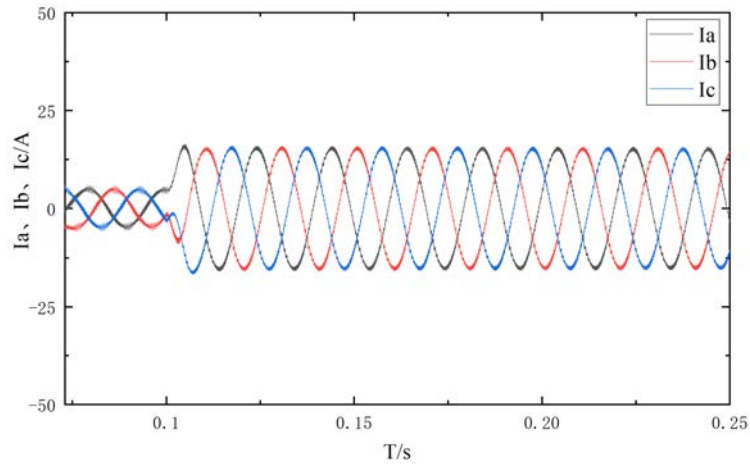
图（b）变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略

图 3.18 空载到 60 欧 A 相电压电流变化波形

图 3.19 为空载至带载三相电流波形变化情况，指数趋近率滑模控制策略（SMC）带载后三相电流出现尖峰，整体过度不够平滑；变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）没有出现尖峰且过度平滑。



图（a）指数趋近率滑模控制策略



图（b）变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略

图 3.19 空载到 60 欧三相电流波形 SMC (左) IPV_SMC (右)

分析可知，在启动响应方面，并没有因改进趋近率而导致启动电压响应速度下降，保持和原来指数趋近率下滑模控制器相同的控制效果，在输出电压的抖振方面，采用变速趋近率能够将直流侧输出电压控制在很小的波动范围，具有比指数趋近率更加优越的效果。在负载变化情况下，所提控制策略相较于指数趋近率的滑模控制器并无太大改善，有待进一步研究。

3.3.4 基于状态观测器的滑模控制器设计

前文所分析基于改进趋近率和修正滑动函数的三相 PWM 整流器在受到外部扰动情况下，控制器对其并不敏感，动态响应能力没有明显优势。而在实际工程应用中，

控制系统可能会受到内部因数和外部因数共同组合而成的扰动，通常内部扰动可能来自电容器和电感器参数引起的不确定性扰动，这一部分扰动属于不可避免扰动；外部扰动通常由于整流器后端负载电阻接入断开引起，这些扰动可能会导致控制器性能下降。针对滑模控制器对这类扰动不敏感问题，可采用扩张状态观测器的方法来提升系统的灵敏度^[60]。通过将扩张状态观测器引入所设计控制策略当中，对未知扰动提前进行观测和补偿的方式，提升滑模控制策略收敛速度，从而提高整流器负载突变时的动态响应能力。

可利用观测器形式的微分器，对于某一类形式为 $\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t) + y(t)$ 的不确定系统，给出相应的扩张状态观测器，并选取合适的参数，便能很好的跟踪其状态。传统观测器的状态维数要少于扩张状态观测器，对于一个 n 阶系统而言，可知传统观测器的状态维数为 n ，而扩张状态观测器状态维数为 $n+1$ 。扩张状态观测器 n 维观测量用来观测系统的 n 维状态， $n+1$ 维观测量则用来观测系统不确定扰动。

假设有一非线性不确定系统，且受未知外部扰动作用：

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t) + y(t) \quad (0.60)$$

其中， $f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t)$ 为未知函数， $y(t)$ 为所受未知外扰， $x(t)$ 为系统状态测量，问题关键在于构造出使其能够由系统状态测量 $x(t)$ 直接估计出被扩张的系统状态变量 $x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t), x^{(n)}(t)$ ，且不依赖于 $f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t)$ 和 $y(t)$ 的非线性系统。非线性不确定系统其状态变量为 $x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t)$ ，其添加 $x^{(n)}(t)$ 项即构成扩张状态变量，得到相应的非线性系统为：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - g_1(z_1 - x(t)) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - g_n(z_1 - x(t)) \\ \dot{z}_{n+1} = -g_{n+1}(z_1 - x(t)) \end{cases} \quad (0.61)$$

使得 $x(t)$ 为输入的系统状态分别跟踪扩张的状态变量 $x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t), x^{(n)}(t)$ ，则有：

$$z_1(t) \rightarrow x(t), \dots, z_n(t) \rightarrow x^{(n-1)}(t), z_{n+1}(t) \rightarrow x^{(n)}(t) \quad (0.62)$$

选取合适的非线性函数 $g_1(z), \dots, g_n(z)$ 和 $g_{n+1}(z)$ ，且能实现跟踪目标，记 $a(t) = f(x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t), t) + y(t)$ ，则有：

$$z_{n+1}(t) \rightarrow x^{(n)}(t) = a(t) \quad (0.63)$$

尽管未知函数 $f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t)$ 和外部扰动参数 $y(t)$ 均不可知，但系统运行当中可通过所设计的非线性系统估计实时值，因此在不确定受控对象中，通过对模型和未知外部扰动的观测进行补偿，是非常重要的环节。

记： $x_1(t) = x(t), \dots, x_n(t) = x^{(n-1)}(t), x_{n+1}(t) = x^{(n)}(t) = a(t)$ ，则可将非线性不确定系统

等价于：

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_n(t) = x_{n+1}(t) \\ \dot{x}_{n+1}(t) = b(t) \end{cases} \quad (0.64)$$

式中 $b(t)$ 为未知函数，另记： $\lambda x_1 = z_1 - x_1(t), \dots, \lambda x_{n+1} = z_{n+1} - x_{n+1}(t)$ ，则可得到：

$$\begin{cases} \lambda \dot{x}_1 = \lambda x_2 - g_1(\lambda x_1) \\ \vdots \\ \lambda \dot{x}_n = \lambda x_{n+1} - g_n(\lambda x_1) \\ \lambda \dot{x}_{n+1} = -b(t) - g_{n+1}(\lambda x_1) \end{cases} \quad (0.65)$$

对于一定范围内任意变化函数 $b(t)$ ，可通过选定函数 $g_1(\lambda x_1), \dots, g_{n+1}(\lambda x_1)$ ，使得系统均对原点稳定。通过此种选取函数使系统稳定跟踪系统的扩张状态量 $x_1(t), \dots, x_n(t), x_{n+1}(t)$ ，因此可将系统称作系统的扩张状态观测器，其与所假设不确定系统的具体表达式无关，只与实时值变化速率有关，可见其具有很强的鲁棒性和适用性。

类似的，在三相 PWM 整流器的控制器中，为改善直流侧输出电压，提高其抗干扰能力，增强鲁棒性，针对电压外环滑模控制器设计相应的扩张状态观测器，为简化控制器，电流内环此处不做设计。其主要思路是将内部和外部不确定扰动的观测值作为额外的参考量即扩张的状态，通过对系统状态的估算，将其反馈补偿至滑模控制器的控制量当中，达到对系统补偿的目的，从而降低内外扰动对系统状态的影响，以提升系统的控制效果^[61]。

2.3 节已介绍三相 PWM 整流器输出电压方程，令 $\omega(t)$ 为未知综合扰动，且 $i_q = 0$ ，则可代入至中输出电压方程中有：

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{i_d \sigma_d}{C} - \frac{u_{dc}}{R_L C} + \frac{\omega(t)}{C} \quad (0.66)$$

此处为尽可能得到包含直流电压、直流侧电路参数及电压环中设计滑模面所涉及电流跟踪误差等各项参数作为系统的总扰动，忽略交流侧电阻的影响，令 $\sigma_d = \frac{e_d}{u_{dc}}$ ，

则式可写为：

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{e_d i_d}{u_{dc} C} - \frac{u_{dc}}{R_L C} + \frac{\omega(t)}{C} = \frac{e_d}{u_{dc} C} i_d^* - \frac{u_{dc}}{R_L C} + \frac{\omega(t)}{C} + \frac{e_d}{u_{dc} C} (i_d - i_d^*) \quad (0.67)$$

令 $r(t) = -\frac{u_{dc}}{R_L C} + \frac{\omega(t)}{C} + \frac{e_d}{u_{dc} C} (i_d - i_d^*)$, $e(t) = \frac{e_d}{u_{dc} C}$, 则式可化简为:

$$\frac{du_{dc}}{dt} = r(t) + e(t)i_d^* \quad (0.68)$$

又令 $x_1 = u_{dc}$, $x_2 = r(t)$, 则将其写为状态方程形式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) + e(t)i_d^* \\ \dot{x}_2(t) = \frac{dr(t)}{dt} \end{cases} \quad (0.69)$$

由此可知其系统扩张为二阶系统, 可对其设计相应的二阶扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \frac{du_g}{dt} = r(t)^* + e(t)i_d^* - \eta_1(u_g - x_1) \\ \frac{dr(t)^*}{dt} = -\eta_2[r(t)^* - x_2] \end{cases} \quad (0.70)$$

其中 u_g 为直流输出电压观测值, $r(t)^*$ 为电压环综合扰动 $r(t)$ 的观测量, η_1, η_2 为扩张状态观测器设计的参数。在式中将综合扰动 $r(t)$ 替换为观测量 $r(t)^*$ 后, 结合式, 得到加入扩张状态观测器的电压环滑模控制器为:

$$i_{d_ESO_IPV_SMC}^* = \frac{u_{dc} C}{e_d - Ri_d} \left[\left(k_1 |X|^\alpha + k_2 |X|^\beta \right) \text{sgn}_1(M) + r(t)^* \right] \quad (0.71)$$

3.3.5 仿真实验分析

通过对扩张状态观测器分析, 为进一步改善所提滑模控制器的动态响应能力, 设计了在变速趋近率及修正滑动函数的基础上加入扩张状态观测器的滑模控制器 (ESO_IPV_SMC), 本节根据前文所搭建仿真模型的基础上, 采用相同的电路参数进行仿真, 以验证所设计加入扩张状态观测器的滑模控制器 (ESO_IPV_SMC) 的优越性。仿真系统结构框图如图 3.20 所示。

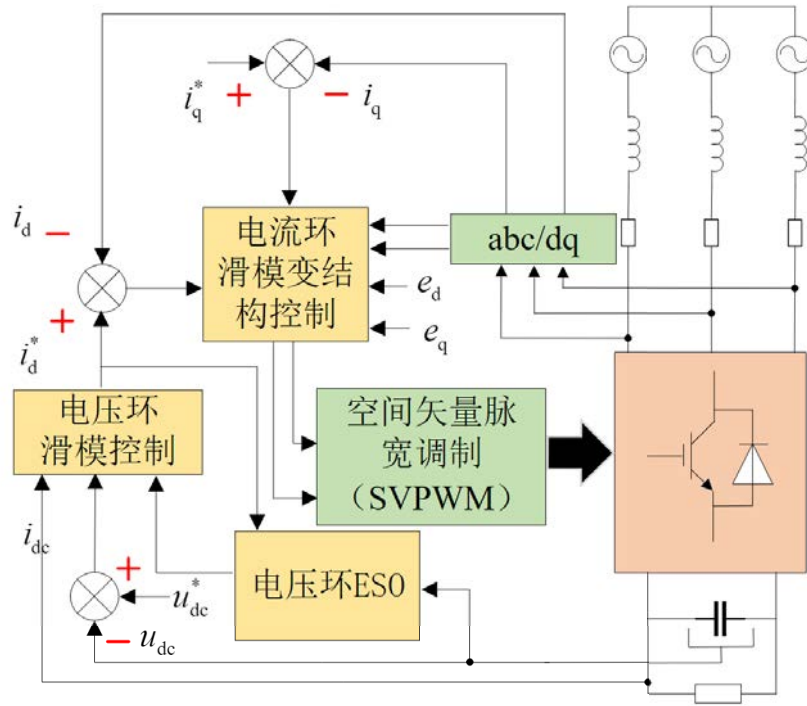


图 3.20 基于扩张状态观测器的滑模控制策略结构框图

图 3.21 为加入扩张状态观测器的滑模控制器（ESO_IPV_SMC）和指数趋近率的滑模控制器（SMC）电压启动仿真对比，由图可知，由于扩张状态观测器的作用，电压启动响应明显加快，在 0.035s 实际电压值到达指令电压，优于指数趋近率下的滑模控制器。

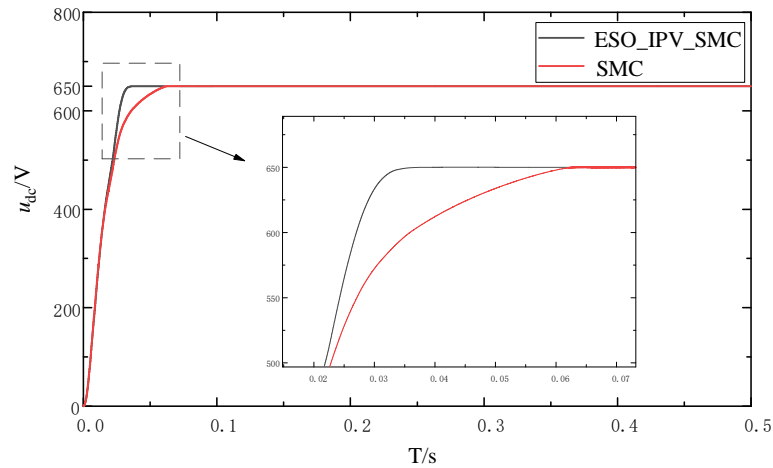


图 3.21 电压启动对比

图 3.22 为 50 欧阻性负载突加至 100 欧两种控制策略电压波动对比，可以看出由于加入扩张状态观测器，将扰动量提前补偿进控制器，使得电压波动明显减小。加入扩张状态观测器的滑模控制器（ESO_IPV_SMC），负载突变时刻直流电压超调为

2.5V，调整时间为 0.008s。

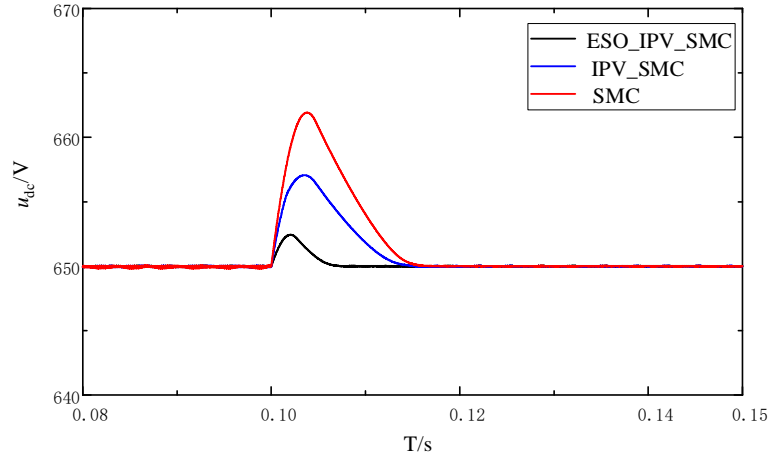


图 3.22 突加负载电压波动对比

图 3.23 为突加负载 A 相电压电流变化情况，可以看出加入扩张状态观测器后，其仍然保持单位功率因数运行，启动冲击电流较小。图 3.24 为突加负载三相电流波形变化情况，可以看出加入扩张状态观测器的滑模控制器（ESO_IPV_SMC）在负载突变时刻比指数趋近率滑模控制器（SMC）更为平滑，且没有毛刺。

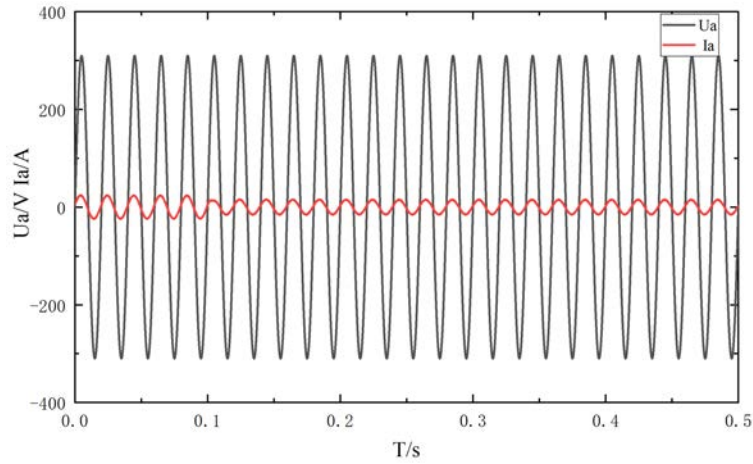


图 3.23 入扩张状态观测器的滑模控制器 50 欧至 100 欧 A 相电压电流变化波形

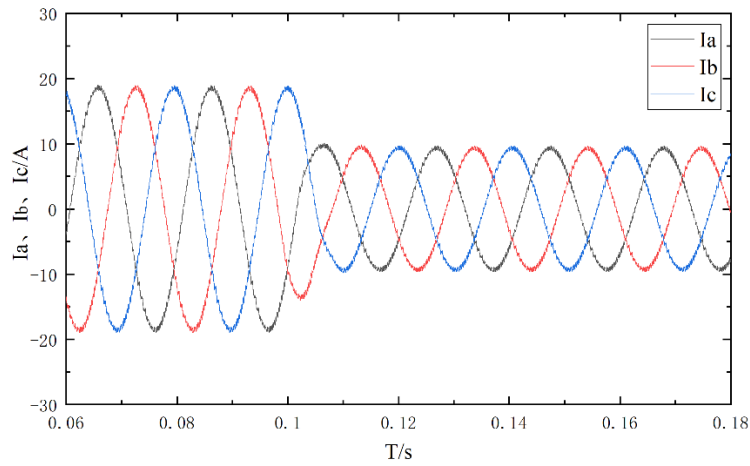


图 3.24 加入扩张状态观测器的滑模控制器 50 欧至 100 欧三相电流变化波形

图 3.25 为空载至带载 60 欧电压瞬态波动情况，由图可以看出，指数趋近率滑模控制器（SMC）欠压为 5V，恢复时间为 0.008s；加入扩张状态观测器的滑模控制器（ESO_IPV_SMC）欠压为 2.5V，恢复时间为 0.0035s。

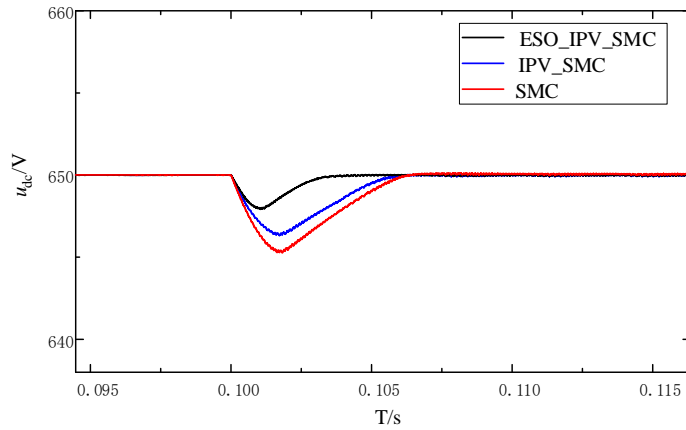


图 3.25 空载到 60 欧负载电压响应

图 3.26 为空载至带载 60 欧三相电流波形变化情况，加入扩张状态观测器的滑模控制器（ESO_IPV_SMC）没有出现尖峰且过度平滑，优于指数趋近率的滑模控制器（SMC）。

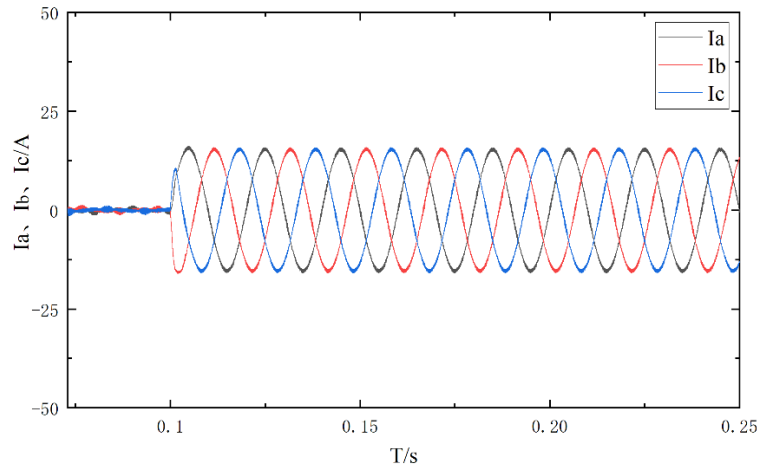
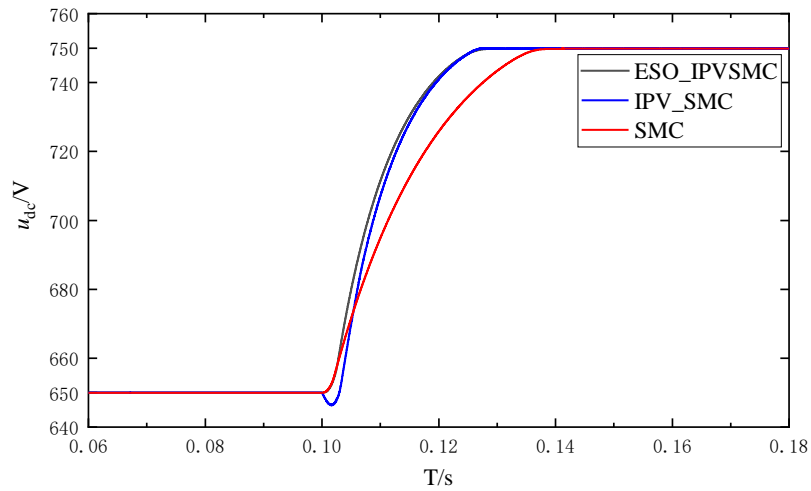


图 3.26 加入扩张状态观测器的滑模控制器空载至 60 欧三相电流变化波形

图 3.27 为电压跳变波形，其中（a）图为 650V 电压指令跳变至 750V，（b）图为 750V 电压指令跳变至 650V，可以看出指数趋近率的滑模控制器到达新的指令电压所需时间最长，变速趋近率及修正滑动函数滑模控制策略（IPV_SMC）响应较快，但在指令跳变时刻电压有下凹趋势；加入扩张状态观测器的电压外环滑模控制器（ESO_IPV_SMC）响应最为迅速，实际电压也较为平稳的跟踪到指令电压。



图（a）指令电压上升

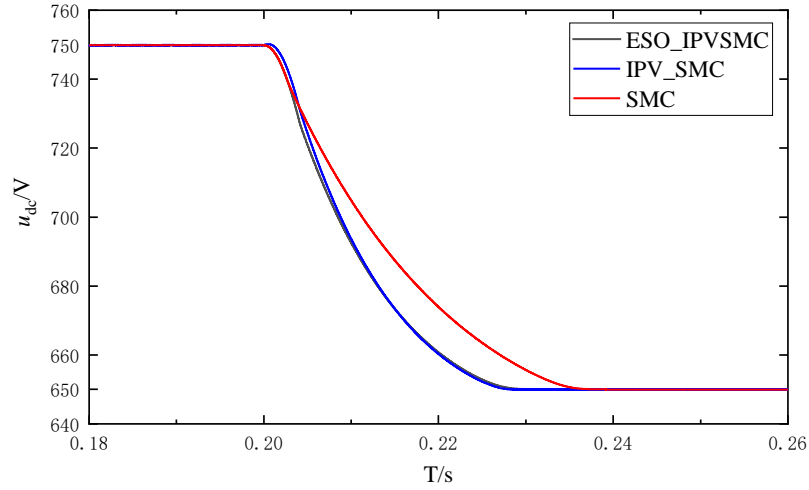


图 (b) 指令电压下降

图 3.27 电压指令突变波形

3.4 本章小结

本章针对三相 PWM 整流器设计了基于指数趋近率的双闭环滑模控制器，发现滑模控制器产生的抖振问题对整流器输出电能质量造成影响，具体体现在为提高响应速度，指数趋近项参数 k 和等速趋近系数即切换增益 ε 不可避免取值较大，而当状态点接近滑模面时较大的增益导致状态点运动速度过大，使其频繁穿越滑模面，难以收敛，造成抖振影响输出电压质量；而减小指数趋近项参数 k 和切换增益 ε ，而系统的鲁棒性随之改变，此时系统鲁棒性与抖振存在矛盾。因此针对这一矛盾加以分析：在趋近率上，提出可随状态点位置变化的变速趋近项，克服状态点靠近滑模面因参数过大导致快速穿越滑模面造成抖振的问题，设计基于比例积分型的修正滑动函数，引入可调节参数，为系统状态修正滑动轨迹提高控制精度；而后引入扩张状态观测器来克服滑模控制器对来自于电感器和电容器参数不确定性引起的内部扰动和来自负载电阻的变化引起的外部扰动不敏感的问题。通过仿真验证及对比分析，发现其与改进前的滑模控制器相比，抖振得到明显的改善，电压波动范围很小，响应速度也更好，动态性能明显优于改进前的滑模控制器。

4 三相 PWM 整流器软硬件设计

上一章通过 MATLAB/Simulink 仿真实验验证了改进后的滑模控制器优于传统的滑模控制器，为了对所提控制算法做进一步验证研究，本章将结合工程实际，设计搭建 2kW 的三相电压型 PWM 整流器小功率实验平台。其中，三相 PWM 整流器实验平台分为两部分：系统的硬件部分和软件部分。硬件部分主要为系统主电路参数的设计、采样和调理电路设计、IGBT 驱动电路设计、控制电路等等。在软件部分，采用基于 DSP 的自动代码生成工具（Real Time Workshop, RTW），实现 MATLAB 和 DSP 之间的联合开发。

4.1 三相整流器硬件设计

4.1.1 硬件总体结构

三相 PWM 整流器硬件系统包含主电路参数设计和控制系统部分的设计。主电路中电感电容的选取制约着系统的电压等级，功率大小等重要指标，同时还影响系统的动态性能。控制系统作为整个硬件的核心，作为前文所提滑模控制算法的实现载体，其设计尤为关键。下图 4.1 为实验平台总体结构图，图下半部分为整流器主功率电路，包括交流侧滤波电感，六个全控型器件组成的三路桥臂，直流侧为稳压电容和负载。上半部分为控制电路，其中包括调理采样电路，DSP 控制板，驱动电路等等。

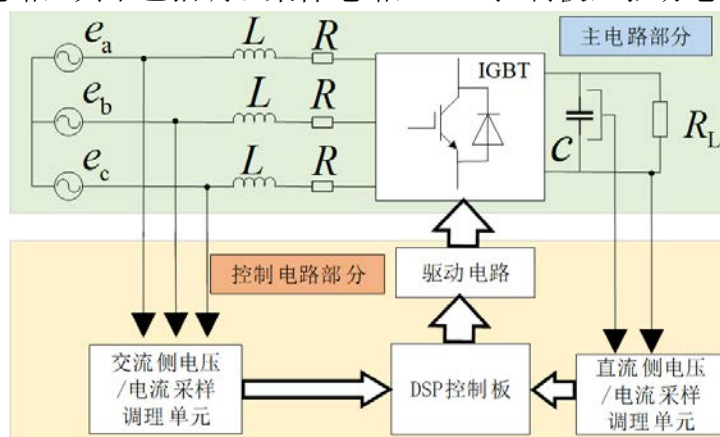


图 4.1 三相 PWM 整流器硬件实验平台总体结构图

4.1.2 主电路参数设计计算

（1）开关器件的选型

开关器件通常可选 IGBT 或者 MOSFET，MOSFET 管适用于低电压小功率场合，但开关损耗高，而且其导通电阻随漏源两端电压升高而增大，本文实验平台开关管采用 IGBT。通常可以根据 IGBT 的峰值电压 u_{cesp} 选择相应等级的 IGBT，其公式为：

$$u_{cesp} = (K_u \cdot u_{dc} + u_e) \alpha \quad (0.72)$$

其中 K_u 为电压保护度，取 115%； u_{dc} 为直流母线电压，由于本次实验所搭建实验平台主要为验证控制算法正确性，所设计的三相 PWM 整流器功率不高，此处取 200； u_e 为尖峰电压，此处取 150； α 为安全系数，取 1.2。算出 $u_{cesp} = (K_u \cdot u_{dc} + u_e) \alpha = 456V$ 。结合工程实际，并综合考虑课题需要充分预留足够的裕量，本文选取了英飞凌公司型号为 IKW40N120H3，额定电压等级为 1200V 的 IGBT，带有快速恢复反并联二极管，用于在频率低于 70kHz 的应用中替代平面 MOSFET。该系列产品的关断开关特性与 MOSFET 相似，因此可实现低关断损耗。该产品额定电流为 40A，饱和压降 2V，其反向快恢复时间为 355ns。

(2) 交流侧电感的选取

交流侧电感作为三相 PWM 整流器中主电路器件和三相电源的连接点，其作用非常大，不但可以滤除交流侧谐波电流，还能使得三相 PWM 整流器具有升压性质。电感值选取不当还有可能影响三相 PWM 整流器系统的稳定性和动态响应能力^[62]。电感值选取过大会影响整流器响应速度；电感值选取过小对网侧电流的谐波抑制可能不够，因此其选择要同时考虑对输入电流谐波的影响和对系统输出电压等级的影响。

首先考虑满足系统输出功率，确定电感的上限值。在已知直流侧输出电压的情况下，交流侧电感有以下关系式^[63]：

$$L \leq \frac{3E_m \left(\frac{E_{ms} \omega T_s}{2} + \frac{2U_{dc}}{15\sqrt{3}} \right)}{2P\omega} \quad (0.73)$$

式中， U_{dc} 为整流器直流侧输出电压； E_m 为电网电压幅值； p 为整流器输出额定功率。要实现网侧瞬时电流迅速跟踪期望电流，分析可知：正弦电流信号过零时其变化率即微分值最大，此时应令系统的期望电流值变化率也最大，若在此变化率最大时刻交流电感的取值可以使得系统快速跟踪期望电流的变化，则其他时刻必然可实现对期望电流变化的跟踪。以及要考虑到电感对交流侧谐波电流的作用，满足网侧输入电流瞬时品质要求，即确定电感的下限值。类似的，在电流峰值 $\omega t = \pi/2$ 时，此时电流谐波为最大值，则有以下结论：

$$L \geq \frac{(2U_{dc} - 3E_m) E_m T_s}{2U_{dc} \Delta i_{\max}} \quad (0.74)$$

综合式、，得交流侧电感取值范围：

$$\frac{(2U_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2U_{dc} \Delta i_{\max}} \leq L \leq \frac{3E_m \left(\frac{E_{ms} \omega T_s}{2} + \frac{2U_{dc}}{15\sqrt{3}} \right)}{2P\omega} \quad (0.75)$$

上式 Δi_{\max} 为允许的最大电流脉动量。将三相 PWM 整流器系统相关参数代入式 (4.4) 并计算，结合工程实际和成本取计算中间值，得到本文所设计选取的交流侧电感值为 7mH。

(3) 直流侧电容的设计

直流侧电容也是主电路中非常重要的元件：当电容值取值较小时，整流器输出电压能快速跟踪期望电压的变化，有较强的动态性能，但抗干扰能力较差；当电容值取值较大时，由负载突变导致的直流电压变化能得到有效抑制，使得直流侧输出电压抗干扰能力较强，但其动态跟踪性能下降。由此可知，较大较小的取值对整流器来说有两个完全相反的作用效果，以下将分别从两个方面来考虑直流侧电容的取值。

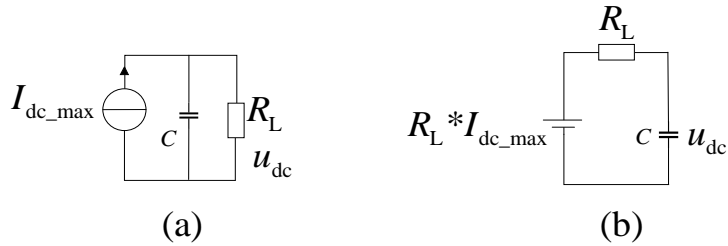
由于开关管中存在反并联二极管，当没有开关信号即开关管不动作时，由二极管所组成的不控整流其输出直流电压为：

$$u_{dc0} = 1.35U_s \quad (0.76)$$

其中， U_s 为三相 PWM 整流器交流侧线电压有效值。当开关管动作，整流器以额定输出电压运行时，直流侧输出电压为：

$$u_{dc} = \sqrt{PR_L} \quad (0.77)$$

其中， P 为输出的额定有功功率， R_L 为直流侧负载。当整流器从不控整流切换到全控整流直流侧电压以额定状态运行时，额定电压为电压指令期望值，此时，直流侧以最大电流 I_{dc_max} 向电容充电，直流电压上升速度最快。三相 PWM 整流器直流侧电压从不控到全控跃变时动态等效电路如图 4.2 所示。



4.2 三相 PWM 整流器直流侧等效电路

则根据图 4.2 (b) 可得：

$$u_{dc} - u_{dc0} = (I_{dc_max} R_L - u_{dc0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{R_L C}} \right) \quad (0.78)$$

由式整理可得，直流侧电压充至 u_{dc} 所需时间为：

$$t = -R_L C \ln \frac{I_{dc_max} R_L - u_{dc0}}{I_{dc_max} R_L - u_{dc}} \quad (0.79)$$

常要求直流侧电压从不控整流的初始值 u_{dc0} 上升到额定电压 u_{dc} 所需时间不大于系统的最大惯性时间常数 T_{imax} ，则有以下不等式：

$$R_L C \ln \frac{I_{dc_max} R_L - u_{dc0}}{I_{dc_max} R_L - u_{dc}} \leq T_{imax} \quad (0.80)$$

整理得到：

$$C \leq \frac{T_{imax}}{\ln \frac{I_{dc_max} R_L - u_{dc0}}{I_{dc_max} R_L - u_{dc}} R_L} \quad (0.81)$$

由上式即可得到直流侧电容的上限值，此外，直流侧电压的抗干扰能力也是影响直流侧电容选取的因数，可通过此限制条件来得到直流侧电容的下限值。通常其取值可选取为^[52]：

$$C \geq \frac{T_i \Delta P_{max}}{2u_{dc} \Delta u_{dc_max}} \quad (0.82)$$

式中， T_i 惯性时间常数； Δu_{dc_max} 为电压波动的最大值。根据式、即可计算出输出直流侧电容取值范围。但在实际工程应用中，直流侧电压响应跟随性能指标和其抗干扰性能很难同时满足设计要求，必须在工程中综合实践考虑，本文设计选取电容值为 3000uF。

4.1.3 控制电路设计

(1) DSP 控制电路简介

核心处理器方面采用基于德州仪器公司的 DSP/TMS320F28335 芯片。DSP28335 作为一款支持浮点运算的 C2000 系列控制器，此控制器相较于定点 DSP，有运算性能高、较低的功耗、外设资源非常丰富且具有很高的集成度以及 A/D 转换更为精确等优点，在电机控制、电力电子及各类工业控制领域有着非常广泛的应用^[64]。本课题在所搭建控制平台中，具体采用研旭公司生产的 TMS320F228335 开发板，这是一款针对电力电子控制所开发的应用平台，具有多样性的拓展口，为直流侧交流侧电压电流采用和 PWM 波输出驱动 IGBT 提供了便利，大大缩短了开发者设计周期。其有 12 位 16 通道 ADC，多达 18 路 PWM 输出，晶振采用 30MHz 的有源晶振，主频为 150MHz。

图 4.3 为该款 DSP 最小系统原理图。

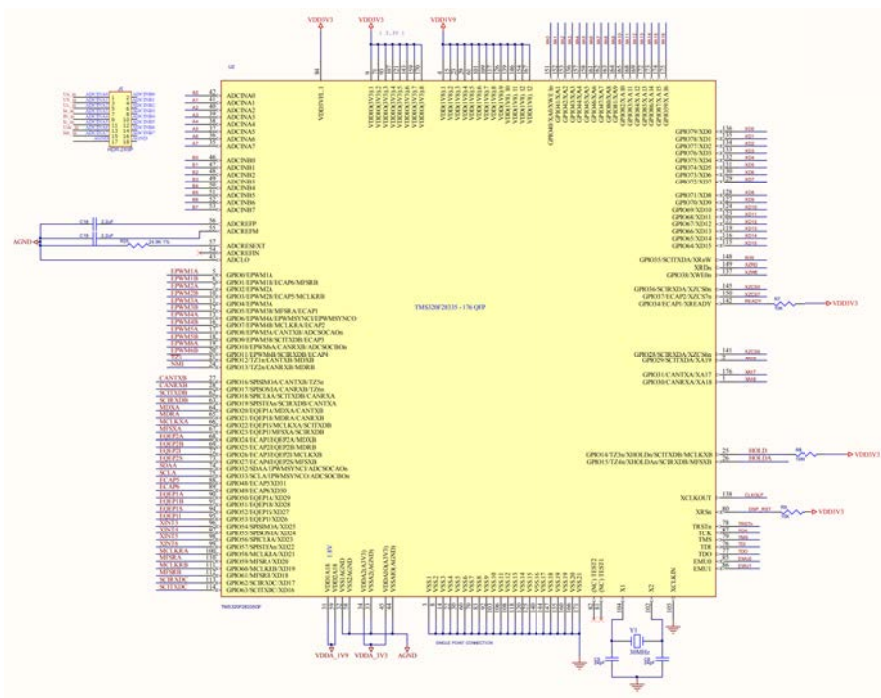


图 4.3 DSP 最小系统原理图

(2) 采样调理电路

由于需对三相 PWM 整流器实现闭环控制,所以需要采集交流侧和直流侧电压电流信号,经过处理进入 DSP,而 DSP 所需较高精度信号,同时为方便隔离主电路强电和控制电路弱电信号,电压传感器采用霍尔元件来实现采样,选用的是 LEM 公司的型号为 LV25-P 的霍尔传感器,这款电压传感器原边与副边之间是绝缘的,主要用于测量直流、交流和脉冲电压;此传感器需要 $\pm 15\text{V}$ 供电,原边额定电流为 10mA ,其适用于测量电压 $10\sim 500\text{V}$ 。由于 DSP 控制板中 A/D 转换模块只能接受的模拟电压信号范围为 $0\sim 3\text{V}$,而实际电压信号不止于此,因此需要将电压传感器所采集的电压信号进行处理,设计相应的调理电路,防止采样电压过高烧坏芯片。相应的直流侧电压采样电路如图 4.4 所示。

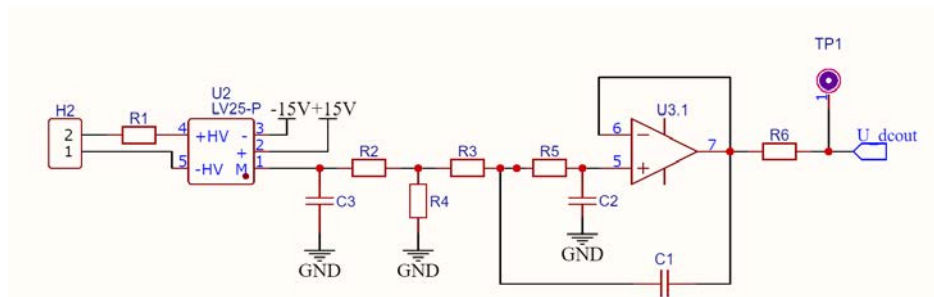


图 4.4 直流侧电压采样调理电路

4.2 基于模型设计的代码生成技术

4.2.1 自动代码生成介绍

传统的软件开发过程中，不同部门之间分工明确，首先产品开发设计工程师需要制定功能和需求，并设计相应的控制模型，之后归纳总结技术文档，提供设计说明书给软件工程师，产品开发设计工程师并不负责 C 代码编写部分。软件工程师将产品开发设计工程师的设计算法理念从模型或文档转化为 C 代码，编译后烧录进控制器。最后产品开发设计工程师或者测试工程师再将编写完成的控制器用以调试功能准确性和可行性。其开发流程如图 4.7 所示。

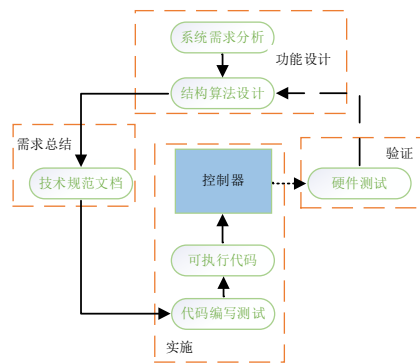


图 4.7 传统开发设计流程

这个过程复杂且开发人员之间需求和实现若出现偏差，后期验证和调试阶段花费成本高，效率低，且耗时较长。而基于模型设计的自动代码生成是一种全新的开发模式，直接由产品开发设计工程师设计算法功能，利用 Embedded Coder、Targetlink 等工具来自动生成和编译图形化的代码，省去了软件工程师编写 C 代码的中间过程。从而高效的将开发设计和产品实现两部分结合在一起。本文所采用基于 DSP 的自动代码生成方法不同于传统手写代码，其利用 MATLAB 自带的实时代码生成工具（Real Time Workshop， RTW）和 TI C2000 硬件工具箱就可以将仿真模型生成相应的嵌入式代码，极大的简化了开发流程，以便于专注于算法调试。图 4.8 为基于模型的设计开发流程，包括结构算法分析设计、数据类型转换、模型验证、自动生成代码生成等步骤^[65]。

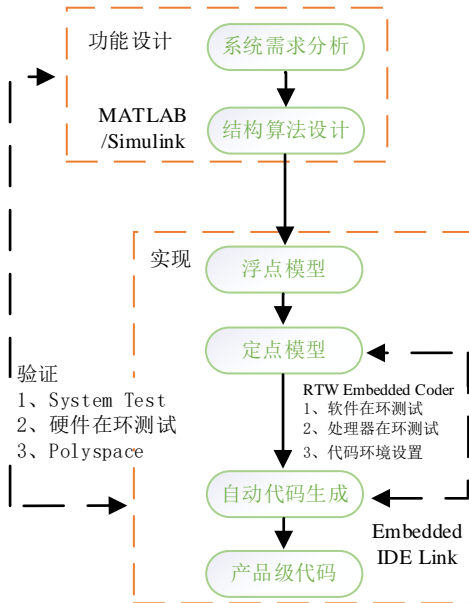


图 4.8 基于模型的设计开发流程

4.2.2 自动代码生成模型搭建

图 4.9 为搭建 MATLAB 模型并采用 DSP 自动代码生成技术实现三相 PWM 整流器闭环控制的整套流程图。首先利用 MATLAB 搭建相应的基于滑模控制算法的三相 PWM 整流器仿真模型，并运行调试；然后利用 MATLAB 关于 DSP 的硬件支持包修改搭建的仿真模型为代码生成模型；再配置相应的模型参数，建立 MATLAB 与 CCS 之间的联系；最后利用 RTW 工具生成可嵌入的 C 代码，下载到 DSP 当中，即可完成自动代码生成的步骤。当需要修改参数或重新设计修改模型，只需在 MATLAB 模块中修改，完成后可一键生成，无需再配置开发环境。

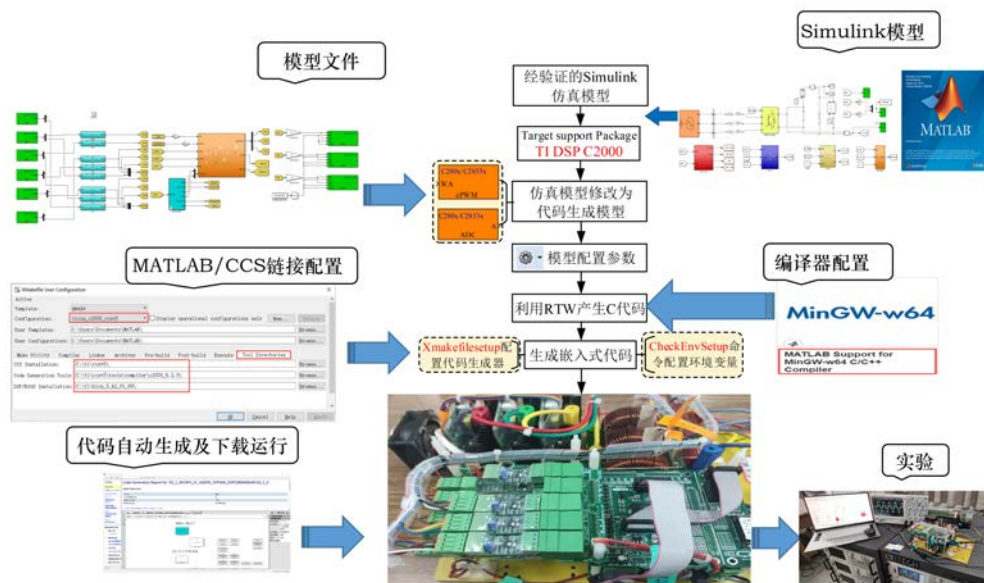


图 4.9 基于 DSP 的自动代码生成开发流程

在搭建相应的代码生成模型中，所用到的 DSP 中硬件支持包中主要应用到的模块主要有 ADC 模块和 ePWM 模块，分别对应采集输入和输出波。其中 ADC 模块对应 AD 采样，输出位 uint16，采样范围为 0~4095，因为是十二位的 AD，也就是 4095 对应实际的参考电压 3V。转换模式分为顺序转换和同步转换，ADC 模块使用排序器模式分为 A、B 及 A and B，当是双排序模式时使用排序器 A 或者 B，此模式下转换器 A 和 B 可用两个 ADC 模块配置。当使用级联模式时，使用 A and B，此模式可由同一个 ADC 模块配置。搭建 ADC 模块部分如图 4.10 所示。

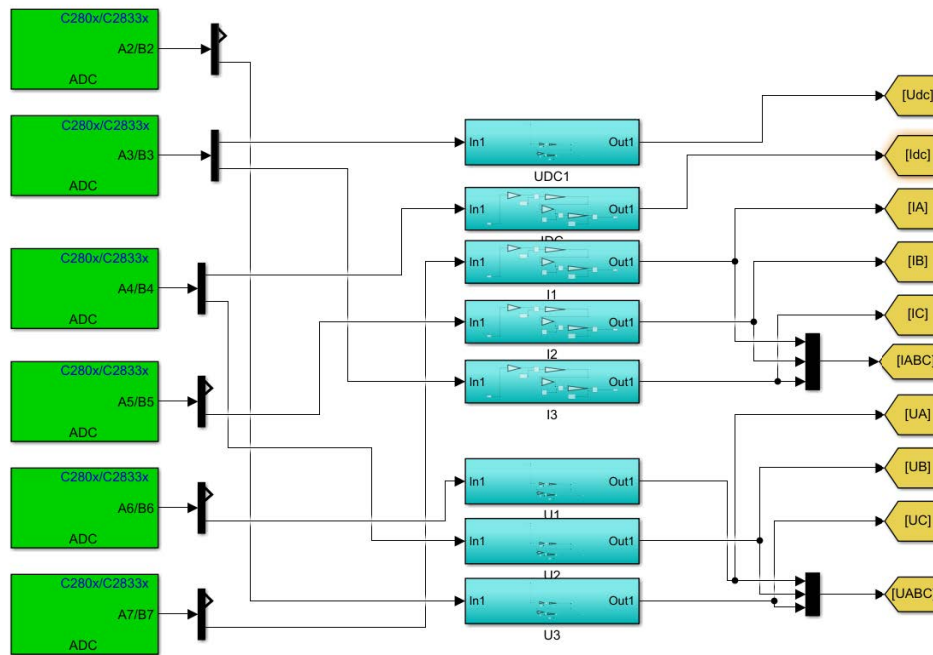


图 4.10 DSP 代码生成 ADC 模块部分

TMS320F28335 中的每个 ePWM 相互独立，并由 ePWMxA 和 ePWMxB 组成。可以配置为两路独立的单边沿 PWM 输出，或者两路独立的但相互对称的双边沿 PWM 输出以及一对双边沿非对称的 PWM 输出。每一组模块都包含 7 个模块：TB 时基模块、CC 计数比较模块、AQ 动作模块、DB 死区产生模块、PWM 斩波模块 PC、TZ 错误联防模块、事件触发模块 ET。其中，PWM 输出周期由 TB 时基模块确定；计算 PWM 占空比的值则由 CC 计数比较模块决定；AQ 动作限定模块确定电平高低；DB 死区产生模块用于确定上下桥臂 PWM 电平输出间隔；搭建 ePWM 模块部分如图 4.11。

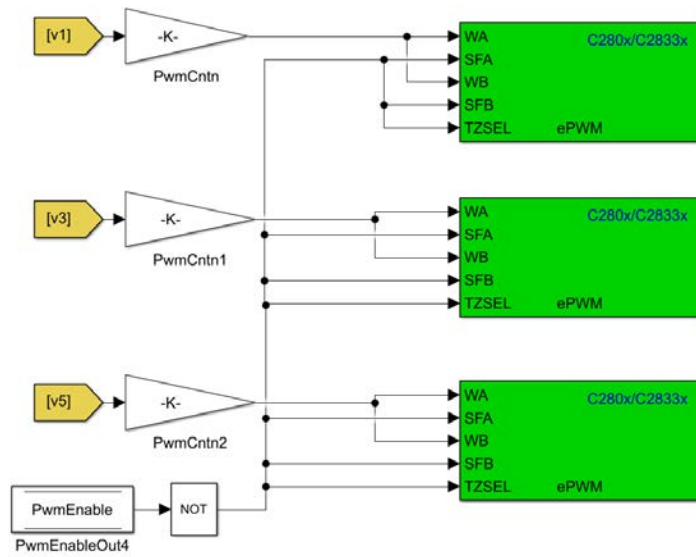


图 4.11 DSP 代码生成 ePWM 模块部分

整体代码生成流程为：ADC 模块将交流侧和直流侧电压电流采集后为后续控制算法部分搭建提供输入，控制算法部分可有第三章 MATLAB 仿真配置后移植，计算得到相应的控制量通过 ePWM 模块生成相应占空比信号。搭建的基于 DSP 的自动代码生成模型如图 4.12 所示。

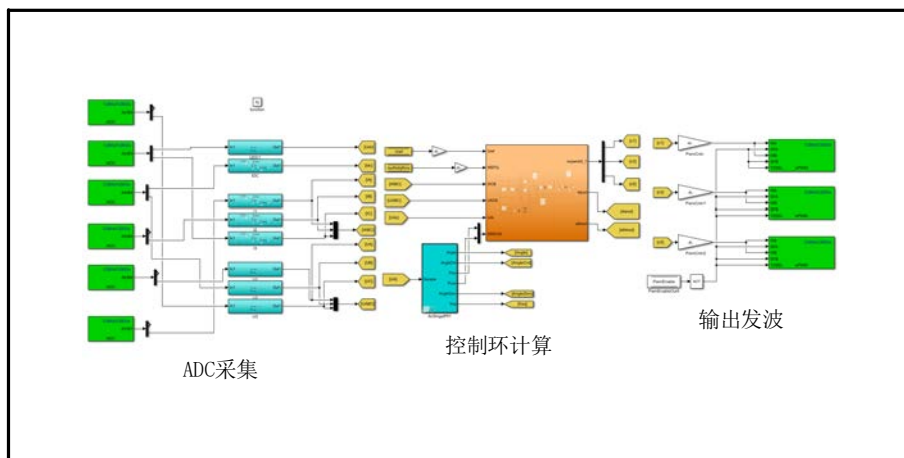


图 4.12 DSP 代码生成模型搭建

4.3 本章小结

本章根据三相 PWM 整流器硬件结构，分别设计了系统主电路参数、IGBT 器件的选取；讨论了控制部分中采样和调理电路的设计、驱动电路的设计等。在软件部分，采用基于 DSP 的自动代码生成工具（Real Time Workshop，RTW），实现 MATLAB/Simulink 可移植的模型，极大简化了设计周期，免去了编写代码中间步骤。

5 实验结果及分析

本节根据搭建三相电压型 PWM 整流器实验平台进行低压环境下的实验验证，为验证所提控制策略的正确性。实验平台及环境如图 5.1 所示。电路参数如下：电网相电压幅值为：60V，直流侧输出电压为 120V，交流侧电感 7mH，直流侧电容 3000uF，开关频率 10kHz。

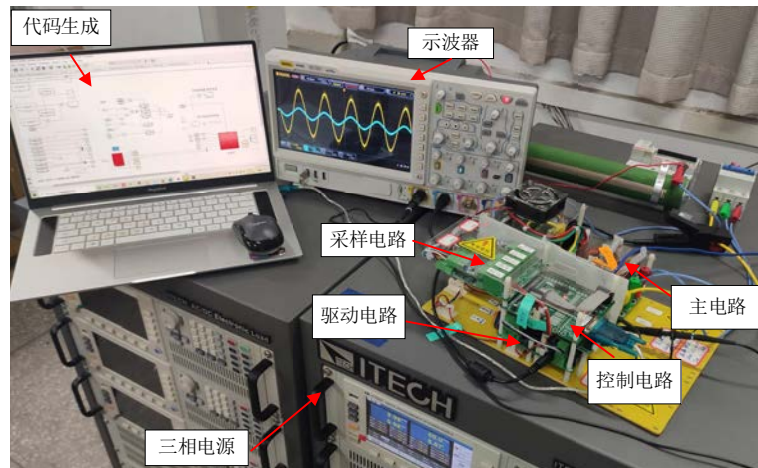


图 5.1 三相 PWM 整流器实验平台

5.1 稳态运行特性分析

为验证所提控制策略的性能，系统采用加入扩张状态观测器的滑模控制策略（ESO_IPV_SMC）进行实验，稳态运行实验结果如图 5.2。由图可知，直流电压稳定输出 120V，且电压波动范围很小；交流侧三相电流正弦化很高，没有毛刺，A 相电压电流同相位，实现了单位功率因数运行。此实验结果表明所提滑模控制策略能够使三相 PWM 整流器实现稳定运行，直流侧电压输出波形和交流侧电流波形都较为理想。

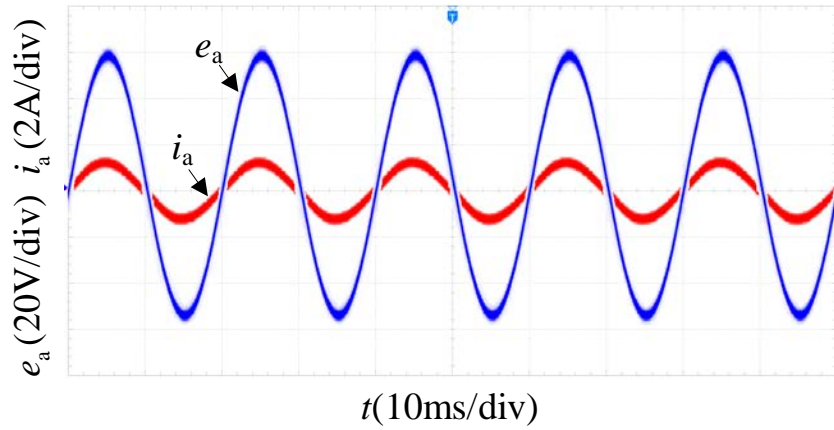


图 (a) A 相电压电流波形

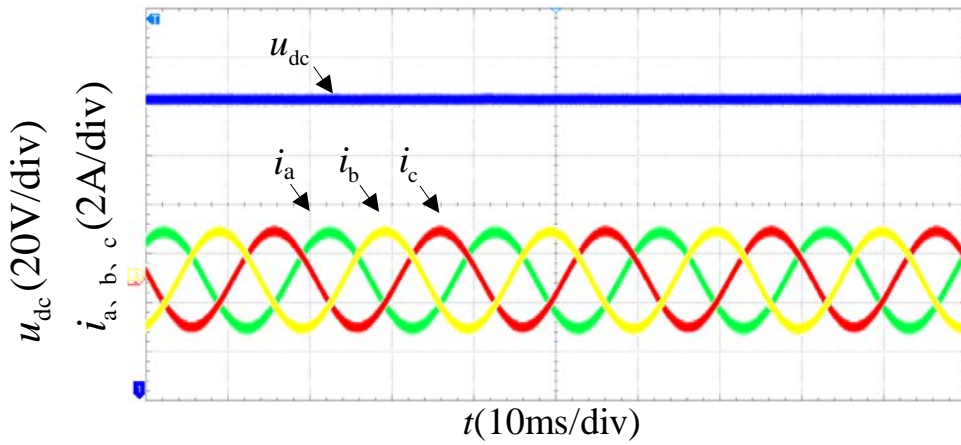


图 (b) 输出直流电压和三相电流波形

图 5.2 稳态运行实验波形

5.2 动态响应特性分析

前文 3.3.5 通过 MATLAB 对改进后的滑模控制器和基于指数趋近率下的滑模控制器进行了动态响应特性的仿真，通过改变输出电压的指令值，观察实际电压跟踪跳变情况，本节将同样通过此方式进行升压实验进行硬件平台的对照。图 5.3 为输出直流电压 90V 跳变至 130V。其中 (a) 图为指数趋近率滑模控制策略 (SMC) 电压波形，分析可知输出电压经过 60ms 达到期望电压；(b) 图为加入扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC) 电压波形，输出电压经过 20ms 达到期望电压。

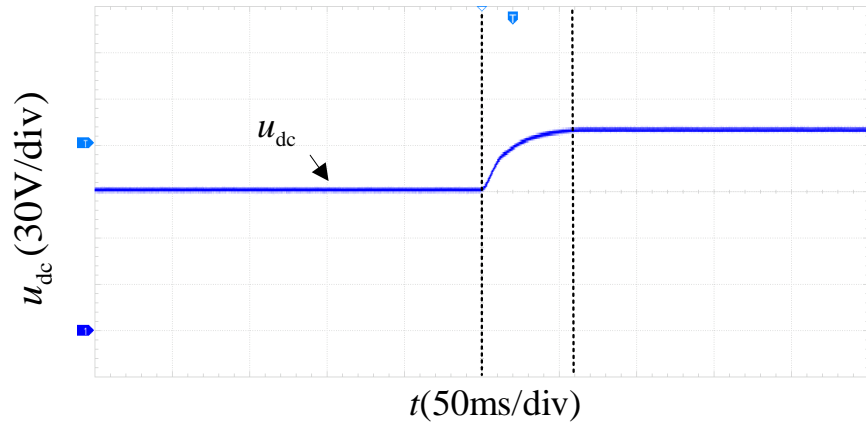


图 (a) 指数趋近率滑模控制策略 (SMC)

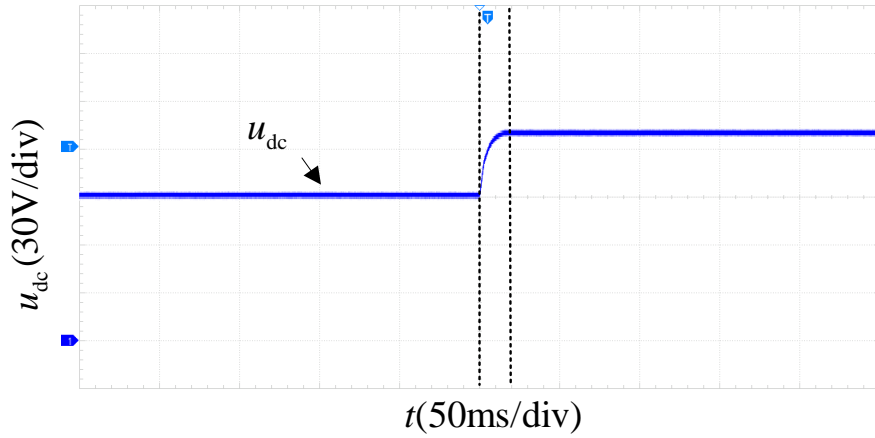


图 (b) 扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC)

图 5.3 直流电压升高波形

当电压指令值发生改变时，指数趋近率滑模控制策略 (SMC) 实际电压能平稳的到达指令电压，但波形上升较为缓慢；而加入扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC) 实际电压能快速且平稳的跟踪到指令电压值，表明其具有良好的响应能力。

直流侧输出电压抖振情况如图 5.4 所示。图 (a) 为指数趋近率滑模控制策略 (SMC) 电压波形，电压波动范围 Δu_{dc} 为 2V；图 (b) 为加入扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC) 电压波形，电压波动范围 Δu_{dc} 为 0.4V。

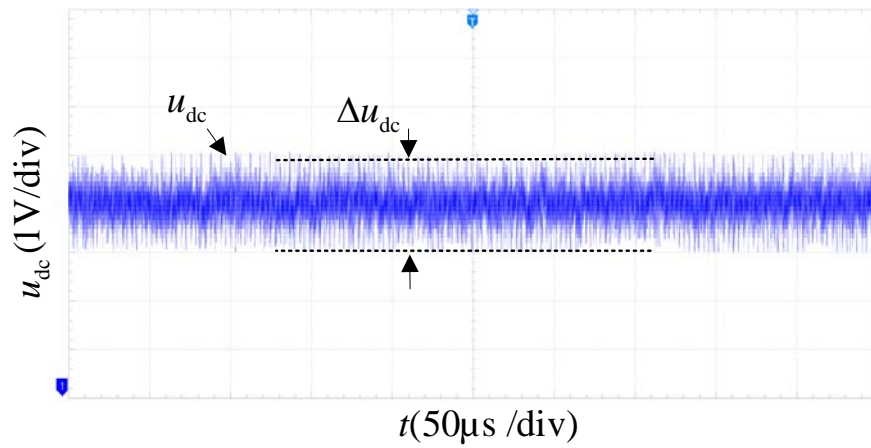


图 (a) 指数趋近率滑模控制策略 (SMC)

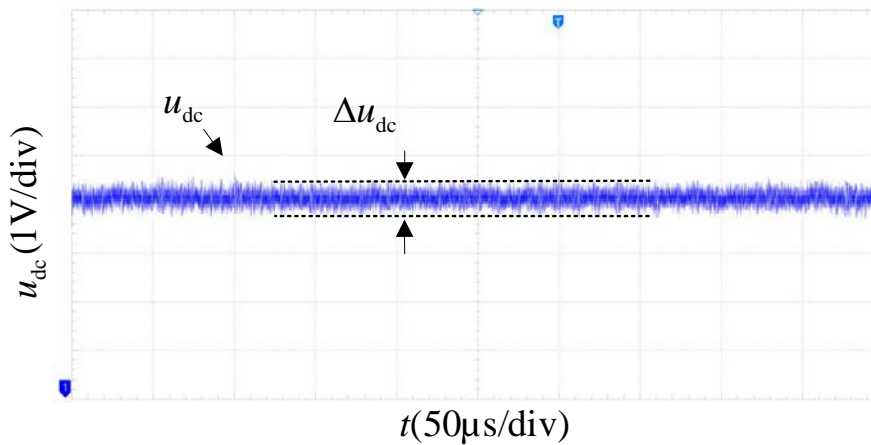


图 (b) 扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC)

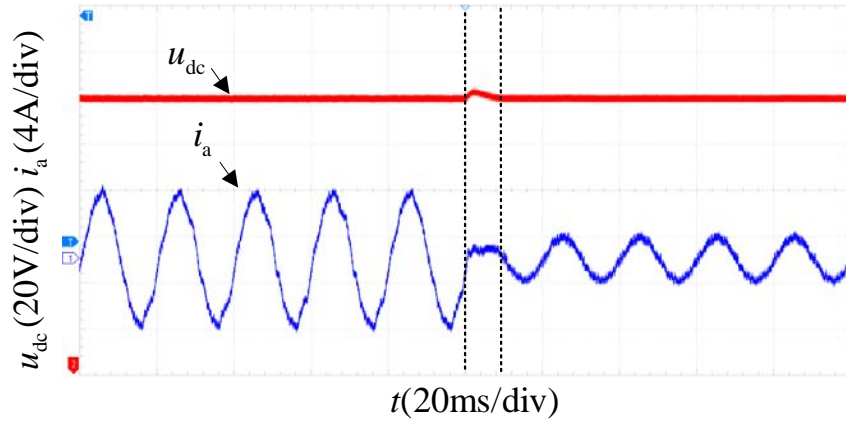
图 5.4 直流侧输出电压抖振

将相应的实验数据总结为如表 5.1 所示。可知在扩张状态观测器的作用下，电压响应速度明显提高，优于指数趋近率下的滑模控制器；由于改进后的控制器中趋近项变速作用，使其在滑模面附近能迅速减小控制量，从而输出电压抖振明显降低，电压质量较高。

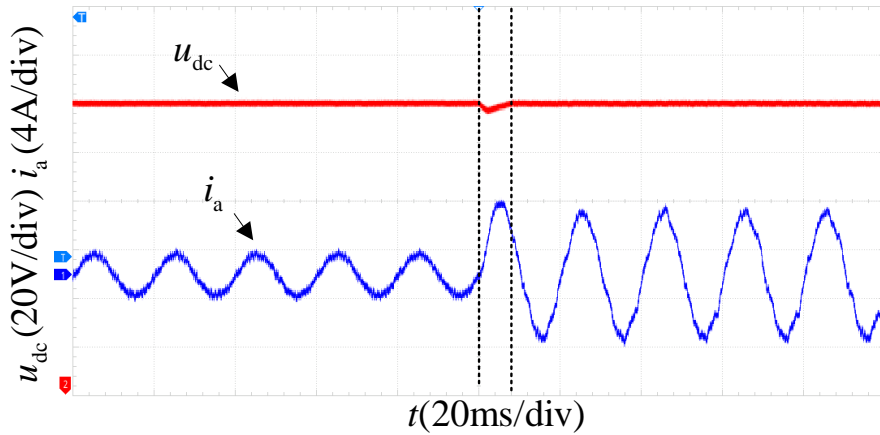
表 5.1 输出电压实验结果对比

性能参数	SMC	ESO_IPV_SMC
响应时间 (ms)	60	20
输出电压 (V)	130	130
超调量 (V)	0.4	0.2
抖振 (V)	2	0.4

采用指数趋近率滑模控制策略（SMC）负载突变实验波形如图 5.5 所示，负载由 50 欧突变至 100 欧波形如图（a）所示，由图可知，直流侧电压在负载突变时刻有一定上升波动，交流侧电流幅值下降，且波形有毛刺；负载由 100 欧突变至 50 欧波形如图（b）所示，由图可知，负载变化直流侧电压有一定的压降后，能够回到期望值，电流幅值增大，波形出现毛刺，且正弦化程度下降，表明采用指数趋近率滑模控制策略时，电压外环滑模控制器产生抖振的同时，电流环滑模控制器因外部扰动同样受到影响，抗干扰能力较差。



图（a）负载 50 欧突变至 100 欧

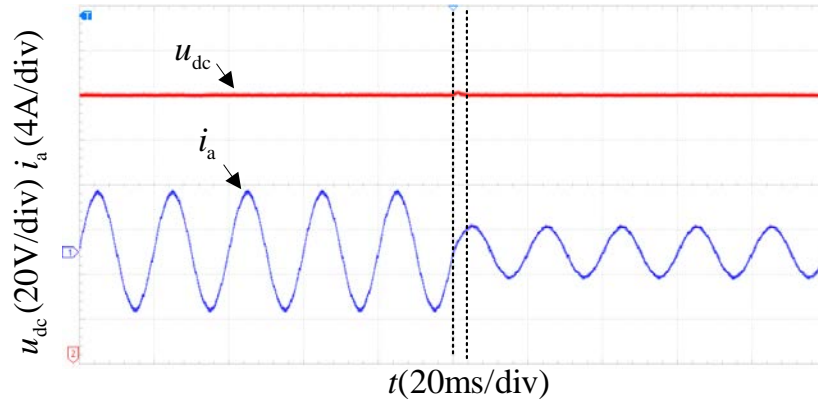


图（b）负载 100 欧突变至 50 欧

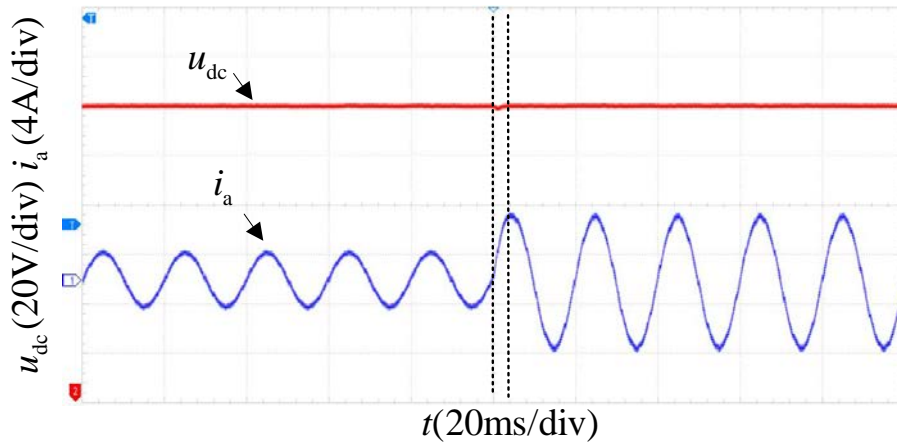
图 5.5 指数趋近率滑模控制策略（SMC）输出电压和 A 相电流波形

采用加入扩张状态观测器的滑模控制策略（ESO_IPV_SMC）负载突变实验波形如图 5.6 所示，负载由 50 欧突变至 100 欧波形如图（a）所示，由图可知，直流侧电压在突加负载时刻波动很小，效果明显优于指数趋近率下的滑模控制策略，交流侧电流幅值同样随之下降，但波形平滑无毛刺；负载由 100 欧突变至 50 欧波形如图（b）

所示，同样，负载变化直流侧电压有很小的压降，但几乎可以忽略，交流侧电流波形平滑无毛刺，且正弦化程度高，说明负载扰动下，加入扩张状态观测器的滑模控制策略（ESO_IPV_SMC）在观测器的作用下，提前将扰动作为补偿量加入控制器，使得控制器迅速响应；同时趋近率对抖振抑制，从而使输出电压及交流侧电流具有良好的动态性能及鲁棒性。



图（a）负载 50 欧突变至 100 欧



图（b）负载 100 欧突变至 50 欧

图 5.6 扩张状态观测器的滑模控制策略（ESO_IPV_SMC）输出电压和 A 相电流波形

由以上 50 欧至 100 欧和 100 欧至 50 欧的变负载实验，根据变负载实验电压波动范围，变负载实验恢复时间，可以列出如下表 5.2。

表 5.2 负载扰动实验结果对比

性能参数	SMC	ESO_IPV_SMC
50 欧至 100 欧负载突变电压超调 (V)	5	3
50 欧至 100 欧负载突电压恢复时间 (ms)	10.8	5
100 欧至 50 欧负载突变电压欠压 (V)	4	2.8
100 欧至 50 欧负载突电压恢复时间 (ms)	8	4

由以上图表可以看出，ESO_IPV_SMC 相比较于 SMC，其响应速度有明显提升，动态特性也更佳。

在此基础上，还进行了指数趋近率滑模控制策略 (SMC) 空载至 60 欧，60 欧至空载实验，如图 5.7 所示；以及加入扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC) 空载至 60 欧，60 欧至空载实验，如图 5.8 所示。由图可知，在空载至带载再到空载的动态实验中，所提滑模控制策略有效抑制了交流侧电流的谐波。

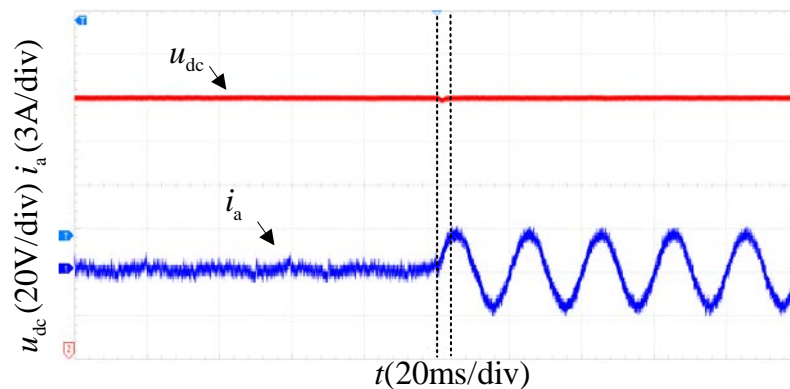


图 (a) 空载突变至 60 欧

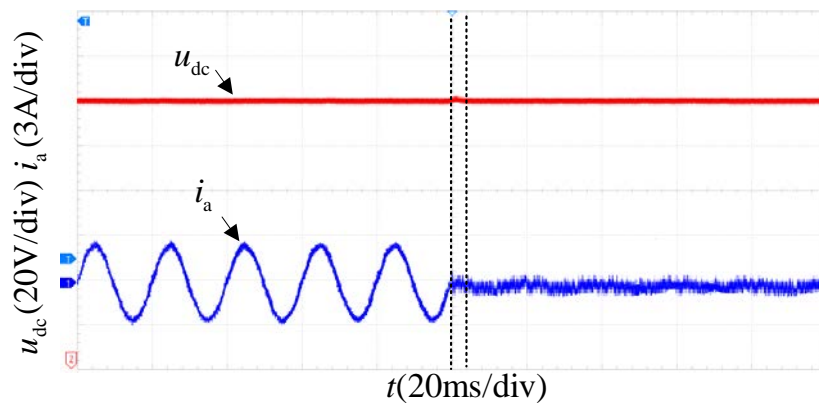


图 (b) 60 欧至空载

图 5.7 指数趋近率滑模控制策略 (SMC) 带载切换输出电压和 A 相电流波形

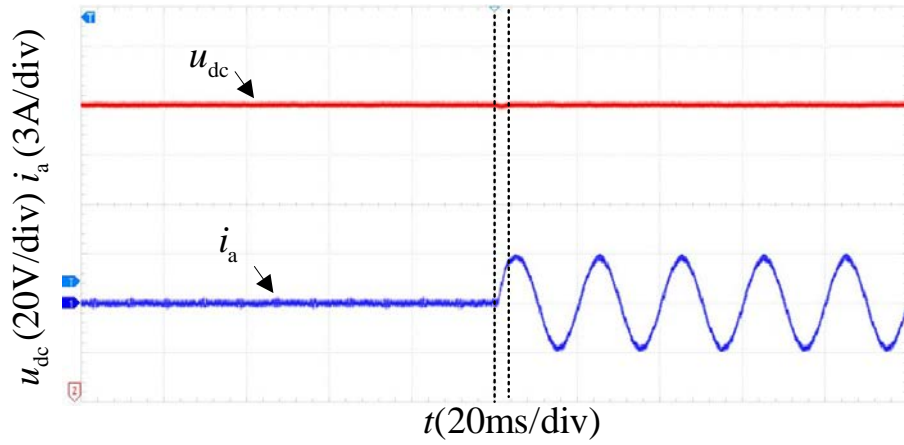


图 (a) 空载突变至 60 欧

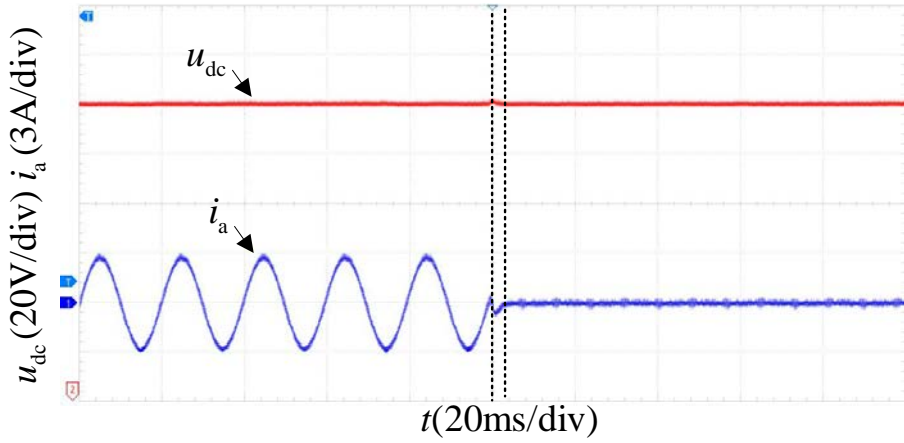


图 (b) 60 欧至空载

图 5.8 扩张状态观测器的滑模控制策略 (ESO_IPV_SMC) 带载切换输出电压和 A 相电流波形

5.3 本章小结

根据第四章介绍所搭建三相 PWM 整流器实验平台, 对本文所提的策略进行了实验验证, 其中包括对稳态和动态两部分分别进行了分析, 结果表明所提控制策略在动态响应能力上有明显优势, 且对于外部扰动具有更强的鲁棒性, 与仿真验证基本一致。

6 总结与展望

6.1 总结

本文将三相电压型 PWM 整流器定为研究对象,结合滑模控制策略分析如何提高整流器直流侧输出电压稳定可调,交流侧电流正弦度高,单位功率因数运行等。经过分析发现传统的基于指数趋近率的滑模控制器性能优于 PI 控制器,但其不可避免产生抖振问题,且在实际工程中对集总干扰不敏感,从而对控制器性能造成影响。因此本文基于指数趋近率的滑模控制器基础上进行改进,主要工作总结如下:

(1) 首先,阐述了三相电压型 PWM 整流器工作原理,对当前拓扑结构进行了简单介绍;为后续设计控制策略,详细推导并建立了三相静止坐标系下的数学模型,并利用坐标变换,将其变换为同步旋转坐标系下的数学模型,分别给出了数学模型结构图。

(2) 设计了传统的基于指数趋近率的滑模控制器,其中电压环使用滑模控制器,电流环采用了反馈线性化的方法,与滑模变结构控制相结合;在此基础上和 PI 控制器进行对比仿真分析,发现采用滑模控制策略的三相 PWM 整流器输出电压虽响应速度快,但存在抖振问题,分析原因后提出了可根据系统状态分段运动的变速趋近率;同时为提高输出电压跟踪精度,在控制器内部增加修正滑动函数;又针对传统滑模控制器对内部扰动和外部扰动组合的集总扰动不敏感问题,引入扩张状态观测器,将观测器应用于滑模控制器当中,利用其特性对集总扰动快速估算,并将估算值以补偿的形式反馈至控制量;改善了滑模控制器的动态性能,保证整流器在有效时间内可以快速收敛。最后通过 MATLAB 仿真,对比指数趋近率的滑模控制器、变速趋近率和附加修正滑动函数的滑模控制器以及最后加入扩张状态观测器的滑模控制器,验证了本文所提控制策略的具有良好的效果。

(3) 搭建了三相电压型 PWM 整流器实验平台,硬件部分包括对主电路电感电容参数进行选取计算,以及对控制电路、采样调理电路和驱动电路进行了介绍和设计。软件部分使用了基于模型的设计方法,采用代码生成工具,完成控制算法的实现。最后通过硬件实验验证了本文所提滑模控制策略的有效性,对比分析了其与传统的滑模控制器在动态响应能力,体现了其在抗负载扰动能力上的优势。

6.2 展望

本文对应用于三相 PWM 整流器的滑模控制策略提出改进，在一定程度上提高了控制效果，但由于自身知识储备的局限性，以及时间的关系，研究还有很多不足之处：

（1）本文主要研究的是三相平衡的理想条件下的滑模控制策略，在实际当中可能存在三相不平衡的情况，在三相不平衡下的滑模控制策略能否保持良好的控制效果还有待研究。

（2）由于实验条件及多方面因素，硬件实验的验证主要为低电压小功率，没有进行高压大功率场合的硬件实验，后续研究中应搭建更大的实验平台。

（3）目前仅仅将此种滑模控制策略应用到三相两电平电压型 PWM 整流器当中，后续研究可以扩展到其他的对象，例如：三相多电平 PWM 整流器、三相电流源型 PWM 整流器、维也纳整流器等等。

（4）三相 PWM 整流器可四象限运行，能量可双向流动，本文所提控制策略在逆变运行的情况没有考虑，后续研究有待进一步深入。

致 谢

三年的研究生时光即将结束，从本科毕业时的迷茫，到研究生毕业时的坚毅，这当中经历了太多太多。重庆理工大学培养了我，为我提供了良好的学习平台；也丰富了我的知识储备，让我对以后的生活有了更深刻的认识。因此，我由衷的感谢重庆理工大学，也祝学校明日更加辉煌。

经过我的硕士导师徐鹏教授的精心指导，我完成了这篇硕士论文，首先要感谢的是徐鹏老师。徐老师在科研道路上的严格要求，录取后便让我们提前进入项目上学习，让我们提前感受到了科研的魅力，为我们的研究生生涯做好铺垫；徐老师为人正派，以及严谨的态度，打破了我的认知，在生活上对我们更是关照有加，让我领悟了很多做人的道理。谢谢您，徐老师。

同时还要感谢 C401 实验室的万世斌老师，万老师在我课题研究和撰写论文期间，给了我很多建议和帮助，让我得以顺利完成。同时还要感谢刘述喜老师，在遇到困惑时刘老师耐心给我解答，并在实验条件上给了我很多支持，以及杨绍荣老师，在此一并表示感谢。

我要感谢实验室的同门及朋友，首先要感谢同门兼室友王潺的陪伴，是你在我面临诸多困难的时候帮助我一起分析并且鼓励我，愿你永保初心，前程似锦。同时要感谢师兄周蔡金，孟晋哲，张伟在我们开题，选题上的帮助，以及生活上的关照陪伴，是你们让我的研究学习少走了很多弯路，让我平日的生活充实且实际。还要感谢师弟们对我实验室研究工作的帮助和支持，他们是：曾俊杰、李正、钟滔、袁思武。同时要感谢室友梁富宽、杜凡丁和朋友李彪、施禹，是你们让宿舍生活充满了欢乐的气氛，转移了学习上的焦虑。

非常感谢我的家人，没有你们的支持，我没有这个机会攻读硕士研究生；是你们在背后的默默付出，为我提供了坚实的物质基础，让我没有后顾之忧；也是你们的鼓励，让我充满了信心。我相信，家人永远是我以后工作生活的动力！

最后，感谢各位专家评委百忙之中对我论文的评审和建议！

付文聪

二零二二年三月于重庆理工大学

参考文献

- [1] 胡鞍钢.中国实现 2030 年前碳达峰目标及主要途径[J].北京工业大学学报(社会科学版),2021,21(03):1-15.
- [2] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究[D].合肥工业大学,2003.
- [3] 史伟伟,蒋全,胡敏强,唐国庆,蒋平.三相电压型 PWM 整流器的数学模型和主电路设计[J].东南大学学报(自然科学版),2002(01):50-55.
- [4] 徐俊华. 分数阶 PWM 整流器与逆变器的建模、分析与控制[D]. 2021.
- [5] 熊成林,宋爽,梅荣,宋智威.基于改进虚拟正交信号的单相 PWM 整流器模型预测功率控制[J].电机与控制学报,2021,25(11):16-24.
- [6] 黄庆,倪大成,马长军,罗德荣,黄守道,李中启,程汪洋,姚超,邓海军,董平,陆雄建.特种车辆电驱动系统的预测直接功率控制策略[J].兵工学报,2021,42(10):2123-2129.
- [7] 邓卫华,张波,丘东元,卢至锋,胡宗波.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(07):97-103.
- [8] 伍小杰,罗悦华,乔树通.三相电压型 PWM 整流器控制技术综述[J].电工技术学报,2005(12):7-12.
- [9] Busse Alfred, Holtz Joachim. Multiloop control of a unity power factor fast switching AC to DC converter [C] // . Proc.Power Electr. Specialist Conf, 1982: 171 -179.
- [10] Akagi Hirofumi etc. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices with-out energy storage components [J] . IEEE Trans. Ind. Appl. , 1984, IA-20: 625 -630.
- [11] Green AW, Boys J T, Gates G F.3-phase voltage sourced reversible rectifier. IEE proceedings 1988,6(B5):362-370.
- [12] R.Wu, S.B.Dewan, G.R.Slemon. A PWM AC/DC/AC converter with fixed switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1990,26(5):880-885.
- [13] R.Wu, S.B.Dewan, G.R.Slemon. Analysis of a PWM AC /DC voltage source converter under the predicted current control with a fixed switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1991,27(4):756-764.
- [14] Chun T.Rim .Transformers as equivalent circuits for switch:General proofs and D-Q transformation-based analyses[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(4): 777-785.
- [15] Hengchun Mao, D.Boroyevich, F.C.Y.Lee. Novel reduced-order small-signal model of a three-phase PWM rectifier and its application in control design and system analysis[J]. IEEE

- Transactions on Power Electronics,1998,13(3):511-521.
- [16] Mao H, Boroyevich D, Lee F C. Novel reduced-order small-signal model of three-phase PWM rectifiers and its application in control design and system analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(3):511-521.
- [17] Dixon J W,Ooi B T. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1988, 35(4):508-515.
- [18] 张纯江, 顾和荣, 王宝诚, 等.基于新型相位幅值控制的三相 PWM 整流器数学模型[J].中国电机工程学报, 2003, 23(7): 28-31.
- [19] Guo-Xiang W U, Chen G C, Jie L I, et al. Phase and Amplitude Control Strategy for Three-Phase PWM Converters[J]. Journal of Shanghai University, 2008,14(2).
- [20] Zhang S, Zhang K, Jiang Z, et al. Modeling and Simulation of Three-phase Rectifier Based on SVPWM[C]// International Conference on Information & Computing. IEEE, 2010:318-321.
- [21] 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, 2010,25(2): 67-72.
- [22] Noguchi T, Tomiki H, Kondo S, et al. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3):473-479.
- [23] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, et al. Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers[J].IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(4):1019-1027.
- [24] 郑建勇, 王杰, 梅军, 等.基于电压空间矢量的滞环电流控制方法和 APF 的系统设计[J].电力自动化设备, 2011, 31(5):49-52.
- [25] 肖丽平, 童朝南.基于随机变环宽带的滞环电流控制策略[J].控制与决策, 2014(11):2061-2065.
- [26] 康龙云,周海兰,张健彬.单相 PWM 整流器三矢量定频电流预测控制方法[J].电机与控制学报,2020,24(11):48-54+62.
- [27] 刘碧,宋文胜,孙可心,余彬,李水昌.基于调制电压椭圆轨迹优化的单相脉冲整流器模型预测电流控制[J].中国电机工程学报,2018,38(17):5177-5188+5315.
- [28] 张辉,李志新,王涛,张满,孙传达.基于三矢量的三相 PWM 整流器低复杂性模型预测直接功率控制[J].电网技术,2018,42(03):957-965.
- [29] 李宁,王跃,王兆安.基于新型矢量选择表的电压型三电平中性点钳位整流器直接功率控制策略[J].电工技术学报,2016,31(08):76-89.
- [30] 邵泽龙,石明全,韩震峰.基于模糊 PI 控制的 PWM 整流器设计[J].电源技术,2016,40(01):177-179+206.
- [31] Zhongjiu Zheng,Ning Wang,Zhuo Sun. Fuzzy PI Compound Control of PWM Rectifiers with

- Applications to Marine Vehicle Electric Propulsion System[J]. International Journal of Fuzzy Systems,2018,20(2).
- [32] Farid Bouchafaa,Mohamed Seghir Boucherit,El Madjid Berkouk. Feedback Loop Control Strategies of the Multi Dc Bus Link Voltages Using Adaptive Fuzzy Logic Control[J]. Journal of Electrical Engineering,2013,64(3).
- [33] 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,2016,50(08):5-7.
- [34] 张平化,杨贵杰,李铁才.三相 PWM 整流器的反馈线性化直接电压控制[J].中国电机工程学报,2010,30(18):39-46.
- [35] 陆翔,谢运祥,桂存兵,程丽.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,2016,31(04):79-87.
- [36] Yang Haitao,Zhang Yongchang,Liang Jiejunyi,Gao Jihao,Walker Paul D.,Zhang Nong. 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).
- [37] 王久和,李华德,王立明.电压型 PWM 整流器直接功率控制系统[J].中国电机工程学报,2006,26(18):54-60.
- [38] C.Chen-Shion, Lu Yi-yu. An improvement on the digital redesign method using fuzzy PWM controller[J]. Journal of Process Control,2010,2(2010):709-715.
- [39] 董锋斌,钟彦儒.三相电压型逆变器的精确线性化控制[J].电工技术学报,2013,28(10):
- [40] 乐江源,谢运祥,洪庆祖.Boost 变换器精确反馈线性化滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2011,31(30):16-23.
- [41] 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,2007,22(8):28-35.
- [42] 杨龙月,刘建华,王崇林.有源电力滤波器精确反馈线性化准滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2014,34(33):5868-5875.
- [43] 王绍煦,曾奕彰,刘祥发,樊志强.三相电压型 PWM 整流器滑模控制研究[J].电力电子技术,2019,53(08):111-112+117.
- [44] 郑宏,王哲禹,黄俊,张云.三相 PWM 整流器前馈与滑模变结构控制研究[J].电子器件,2016,39(05):1275-1279.
- [45] 张文博,王辉,柏睿,李晟,黄杨.基于反馈线性滑模控制的双 PWM 变换器研究[J].微特电机,2018,46(08):57-61.
- [46] 朱剑,张昌凡,崔茂振,等.基于改进趋近率的滑模控制方法及应用[J].湖南工业大学学报,2012,26(02):60-63.

- [47] 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.
- [48] 王良. 基于滑模变结构的电压型整流器的研究[D].武汉理工大学,2017.
- [49] 沈传文,刘玮,路强,张晶晶.基于前馈解耦的三相 PWM 整流器研制[J].电力电子技术,2006(02):28-29+32.
- [50] 李大虎,石新春.三相电压型 PWM 整流器及其控制策略的仿真[J].大功率变流技术,2010,No.405(03):19-23.
- [51] 张涛. 电力电子变换器中滑模变结构控制技术研究[D].浙江大学,2006.
- [52] 汤湘宁. 三相 PWM 整流器控制算法研究与应用[D].湘潭大学,2012.
- [53] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 清华大学出版社, 2012.
- [54] 陆翔,谢运祥,桂存兵,程丽.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,2016,31(04):79-87.
- [55] 张晓华,郭源博,佟雷,陈宏钧.三相 PWM 整流器的 dSPACE 实时仿真与控制器参数整定[J].电工技术学报,2013,28(02):219-224.
- [56] 张志,谢运祥,乐江源,陈林,陈皓勇.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, 278(11):71-75.
- [57] 卢至锋,张波,邓卫华.三相电压型 PWM 整流器非线性解耦控制研究[J].电力电子技术,2005(01):40-41+44.
- [58] Chen H , Zheng X , Fan Z . Nonlinear control for VSC based HVDC system[C]// Power Engineering Society General Meeting. IEEE, 2006.
- [59] Naik B, Mehta A J. Sliding mode controller with modified sliding function for DC-DC Buck Converter[J]. ISA transactions, 2017, 70: 279-287.
- [60] 孟晋哲. 同步 DC/DC 降压变换器改进型滑模控制系统设计[D].重庆理工大学,2021.
- [61] 王海强,黄海.扩张状态观测器的性能与应用[J].控制与决策,2013,28(07):1078-1082.
- [62] 钱坤,高格,盛志才.三相 PWM 整流器交流侧电感的设计[J].电力电子技术,2017,294(05):24-26.
- [63] 徐金榜,何顶新,赵金,万淑芸.一种新的 PWM 整流器电感上限值设计方法[J].华中科技大学学报(自然科学版),2006(04):33-35.
- [64] 谢程洲. 三相电压型 PWM 可逆变流器直接功率控制研究[D].东南大学,2017.
- [65] 刘杰. 基于模型的设计及其嵌入式实现[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.

个人简历、在学期间发表的学术论文及取得的研究成果

姓名	付文聪	出生日期	1995年11月24日	籍贯	湖南岳阳
获得学士学位时间、学校	2018年7月、广西科技大学鹿山学院				
现所学学科、专业	电气工程		入学时间	2019年9月	
学习（大学以上）及工作经历					
年 月 — 年 月		就学的学校、专业/工作单位、职务			
2014年9月-2018年6月		广西科技大学鹿山学院、电气工程及其自动化、本科			
2019年9月-2022年6月		重庆理工大学、电气工程、硕士			
在学期间发表的学术论文及取得的研究成果（包括鉴定项目、获奖、专利）					
序号	论文或成果、 专利名称	全体作者 (按顺序排列)	发表刊物或鉴定单位或获奖 名称、等级或专利类别	时间	
1	The Control Strength Quantification Analysis of Outer Pendulum Rod for Double Inverted Pendulum	付文聪 王潺 徐鹏 但远宏	42nd international conference on vibroengineering	2019.10	
在学期间尚未发表但已被录用的学术论文					
序号	论文或成果、 专利名称	全体作者 (按顺序排列)	拟发表刊物	预计发表 时间	
1	基于幂-指趋近率的三相 PWM整流器滑模控制方法 研究	徐鹏 付文聪 但远宏 王潺 王涛	电工技术	2022.10	