

博士学位论文

电力电子变换器的非线性控制方法研究

**NONLINEAR CONTROL APPROACHES
OF SEVERAL POWER CONVERTERS**

殷允飞

哈尔滨工业大学

2020 年 XX 月

国内图书分类号：TM301.2
国际图书分类号：62-5

学校代码：10213
密级：公开

工学博士学位论文

电力电子变换器的非线性控制方法研究

博士研究生：殷允飞

导师：曾庆双教授

副导师：吴立刚教授

联合导师：Leopoldo G. Franquelo 教授

联合导师：Sergio Vazquez 副教授

申请学位：工学博士

学科：控制科学与工程

所在单位：航天学院

答辩日期：2020年XX月

授予学位单位：哈尔滨工业大学

Classified Index: TM301.2

U.D.C: 62-5

Dissertation for the Doctoral Degree in Engineering

NONLINEAR CONTROL APPROACHES OF SEVERAL POWER CONVERTERS

Candidate:	Yin Yunfei
Supervisor:	Prof. Zeng Qingshuang
Associate Supervisor:	Prof. Wu Ligang
Co Supervisor:	Prof. Leopoldo G. Franquelo
Co Supervisor:	Prof. Sergio Vazquez
Academic Degree Applied for:	Doctor of Engineering
Specialty:	Control Science and Engineering
Affiliation:	School of Astronautics Control Science and Engineering
Date of Defence:	xx, 2020
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘要

随着世界各国能源、经济、环境之间矛盾的日益紧张，可再生能源的开发和利用成为解决这项难题的重要举措。而电力电子变换器不仅在可再生能源的开发和利用方面，起着重要的作用，而且是可再生能源与电能之间的转换的关键通道。因此，电力电子变换器的科学理论和工程应用研究成为电气与控制领域的研究热点之一，其中控制策略更是变换器控制系统的核心，决定着系统的动态和静态性能。目前通常利用线性控制方法来解决电力电子变换器的控制问题，然而电力电子变换器本身是一种典型的非线性控制系统，这样就会造成电力电子变换器的控制系统的参数变化敏感、动态响应速度慢、稳态性能差等问题。因此，为了改善与提高电力电子变换器的动静态性能，电力电子变换器非线性控制策略研究是一个具有挑战且有意义的课题。

本文以现代控制理论研究为基础，采用非线性控制方法，研究了几种典型电力电子变换器的控制策略，主要内容如下：

(1) 介绍了电力电子变换器在可再生能源发电系统中的应用，简述了几种典型电力电子变换器控制策略的研究现状，给出了论文选题的理论意义和实际应用背景，以及本文的主要研究框架与研究内容。

(2) 针对 DC-DC Buck 变换器，分别建立了 Buck 变换器的标称系统模型和不确定性系统模型。基于变换器的标称系统模型，利用自适应和反推控制方法，设计了单环自适应控制策略；利用自适应和滑模控制方法，设计了双环自适应控制策略。基于变换器的不确定性系统，利用扰动观测器技术和反推控制方法，设计了基于扰动观测器的单环控制策略；利用扰动观测器技术和滑模控制方法，设计了基于扰动观测器的双环控制策略。

(3) 针对三相两电平电压源型整流器，研究了整流器输出电压调节和电流跟踪问题。首先建立了整流器的系统模型，基于该模型设计了一种双环自适应 H_∞ 控制策略，外环采用自适应控制器调节输出电压并为内环提供电流指令，内环采用 H_∞ 电流控制器保证电流能够跟踪其期望值。

(4) 针对三相三电平 NPC 型整流器，利用级联控制结构，在三相静止坐标系下设计了一种新颖的鲁棒控制策略，包括瞬时功率跟踪环，电压调节环以及电压平衡环。为了处理系统的不确定性，在瞬时功率跟踪环基于 RBF 神经网络技术设计了一个自适应滑模控制器保证瞬时功率跟踪其期望值。在电压调节环，设计一个

自适应电压控制器调节电容电压之和。基于降维观测器，在电压平衡环设计了一个自抗扰控制器处理直流侧电容电压的不平衡问题。

(5) 在三相不平衡电网下，针对三相两电平电压源型整流器，基于二阶滑模控制技术设计了鲁棒控制策略，实现功率-电流协同控制。首先在两相静止坐标系下，建立一个功率-电流协同控制目标，可灵活调整有功和无功功率波动以及三相电流的不平衡度。利用自适应观测器估测三相不平衡电压的正负序分量。基于整流器系统模型、控制目标和自适应观测器，构建电压电流双环控制策略。电流内环基于二阶滑模微分器，设计二阶滑模电流控制器保证电流跟踪其期望值。电压外环基于二阶滑模观测器，设计自抗扰控制器调节输出电压。

(6) 针对三相两电平 LC 型逆变器，采用积分滑模控制方法和扰动观测器设计鲁棒控制策略，调节逆变器输出电压。首先在同步旋转坐标系下建立逆变器的不确定性系统模型。采用扰动观测器估测系统的不确定性和外部扰动。采用输出电压误差、电压误差积分项和观测器估测值构建积分滑模面。利用李雅普诺夫函数，设计滑模控制器确保系统的稳定性和滑模面的到达性。

关键词： 电力电子变换器；整流器；逆变器；非线性控制方法；滑模控制；扰动观测器

Abstract

The exploitation and utilization of renewable energy have become the important measures taken by countries all over the world to solve the contradiction among energy shortage, economic development and ecological environment. As an important bridge and energy conversion channel between renewable energy and electric energy, power converter is a basic form of transformation and control of electric energy, which plays a vital role in the exploitation and utilization of renewable energy. In the past few decades, due to the significance of both theory and practical applications, the study of power converter has become one of the hotspots of research in the field of power electronics and automation. The study of power converter control strategies is an important study research of power converter. The control strategy as the core of the control system directly determines the dynamic and static performance of the power converter. The power converter system is a typical nonlinear system. However, most of power converter control strategies are designed based on linearization control methods, which makes the control system sensitive to system parameter variations, slow dynamic response speed and poor steady-state performance, etc. Thus, in order to further improve the dynamic and static performances of power converters, the investigation of using nonlinear control methods for power converters is a challenging and meaningful work.

Based on modern control theory utilizing nonlinear control approaches, this dissertation investigates the nonlinear control strategies design for several typical power converters, and the main contributions are as follows:

(1) The important role of power converters in renewable energy power generation systems is introduced. Then the internal and overseas research situations of the control strategies design for the several typical power converters are classified and summarized, where the theoretical significance and the practical application backgrounds are given, and the study structures and contents of this dissertation are presented.

(2) Two system models are built for the DC-DC Buck converters, respectively, i.e., the nominal system model and uncertain system model. Based on the nominal system without considering parametric uncertainties, the single-loop adaptive control strategy is built by adaptive and back-stepping control approach, and the double-loop adaptive control strategy is set up by adaptive and sliding mode control approach. Based on the

uncertain system model, the single-loop disturbance observer based control strategy is developed using designed disturbance observer and back-stepping control technique, and the double-loop disturbance observer based control strategy is synthesized using designed disturbance observer and sliding mode control method.

(3) The control strategy of voltage regulation and current tracking for three phase two-level grid-connected power rectifiers is presented. By using power-invariant Park's transformation, an averaged mathematical model of power converters is obtained in dq synchronous reference frame. Then a novel control strategy using adaptive control and H_∞ technique is proposed to regulate the dc-link output voltage as well as track a desired current reference. More specifically, an efficient adaptive controller is established in the external loop for regulating dc-link output voltage in the presence of external disturbances. A set of H_∞ controllers are designed in the internal loop to force the input currents track their desired values.

(4) A novel robust control strategy is proposed for three-level neutral-point-clamped power rectifiers. The proposed control scheme consists of three control loops, i.e., instantaneous power tracking control loop, voltage regulation loop and voltage balancing loop. First, in the power tracking control loop, a set of adaptive sliding mode controllers are established to drive the active and reactive power tracking their desired values via radial basis function neural network technology. In the voltage regulation loop, an efficient but simple adaptive controller is designed to regulate dc-link output voltage where the load is considered as an external disturbance. Moreover, a composite controller is developed in the voltage balancing loop to ensure imbalance voltages between two dc-link capacitors close to zero, in which a reduced-order observer is used to estimate sinusoidal disturbance improving the converter performance.

(5) Based on the second order sliding mode control technique, a novel control strategy is proposed for three-phase power rectifiers under unbalanced grid conditions to achieve cooperative control between power and current. A consolidated control objective which can be flexibly adjust among the degree of oscillation in active and reactive powers and balance of three-phase current is obtained in the stationary $\alpha\beta$ frame. Based on the dynamic of the converter and control objective, a control scheme in a cascaded framework is presented, in which an adaptive observer is applied to estimate the positive- and negative-sequence of grid voltage without complex filtering process. In the current tracking loop, the super-twisting algorithm current controller coupled with super-twisting

differentiator is implemented to force the currents to their references, featuring a fast dynamic and an improved robustness. Also, in the voltage regulation loop, an effective composite controller is developed for regulation of the output voltage, where a super-twisting observer is used to estimate load disturbance.

(6) The problem of regulation output voltage of three-phase two level *LC*-filtered voltage source inverters is presented using disturbance observer-based integral sliding mode control approach. First, the dynamics of the inverter are reformulated to facilitate the use of the proposed control strategy, which consider the parametric uncertainties of *LC* filter. A disturbance observer is designed to estimate the parametric uncertainties and external disturbances. Then, an integral sliding mode surface is established considering the voltage tracking error, its integral and the estimations of the parametric uncertainties and external disturbances. A sliding mode controller is proposed such that the systems are robustness to the admissible uncertainties and disturbances and satisfy the reaching condition. The stability of the closed-loop system is proved based on the Lyapunov theory.

Keywords: Power converter, Rectifier, Inverter, Nonlinear control approach, Sliding mode control, Disturbance observer

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
第 1 章 绪论	1
1.1 课题研究背景及意义	1
1.2 几类典型电力电子变换器控制策略的研究现状	3
1.2.1 DC-DC Buck 变换器控制策略的研究现状	3
1.2.2 三相两电平电压源型整流器控制策略的研究现状	4
1.2.3 三相三电平 NPC 型整流器控制策略的研究现状	5
1.2.4 三相两电平 LC 型逆变器控制策略的研究现状	6
1.3 论文的主要研究内容	7
第 2 章 DC-DC Buck 变换器的先进非线性控制策略研究	10
2.1 引言	10
2.2 DC-DC Buck 变换器的模型	10
2.3 基于标称系统的控制策略设计	12
2.3.1 单环自适应控制策略设计	12
2.3.2 双环自适应控制策略设计	14
2.4 基于不确定性系统的控制策略设计	15
2.4.1 扰动观测器设计	15
2.4.2 基于扰动观测器的单环控制策略设计	16
2.4.3 基于扰动观测器的双环控制策略设计	18
2.5 控制策略分析	20
2.6 实验结果	21
2.6.1 负载电阻变化	21
2.6.2 参考电压变化	24
2.7 本章小结	24
第 3 章 三相两电平整流器的自适应 H_{∞} 控制策略研究	29
3.1 引言	29
3.2 三相两电平并网整流器的模型	29

3.3 控制策略设计	31
3.3.1 自适应电压控制器设计	31
3.3.2 H_{∞} 电流控制器设计	33
3.4 仿真结果	37
3.4.1 第一组仿真	37
3.4.2 第二组仿真	42
3.5 本章小结	42
第 4 章 三相三电平 NPC 型整流器的自适应滑模控制策略研究	46
4.1 引言	46
4.2 整流器模型及问题描述	46
4.2.1 三相 NPC 型三电平整流器的模型	46
4.2.2 神经网络基本知识	48
4.2.3 控制目标	48
4.3 控制策略设计	48
4.3.1 瞬时功率跟踪环设计	49
4.3.2 电压调节环设计	51
4.3.3 电压平衡环设计	53
4.4 实验结果	56
4.5 本章小结	59
第 5 章 不平衡电网下三相整流器的二阶滑模控制策略研究	63
5.1 引言	63
5.2 电网不平衡下的整流器模型及控制目标	63
5.2.1 电网不平衡下的整流器模型	63
5.2.2 控制目标	64
5.3 控制策略设计	67
5.3.1 不平衡电网电压的估计	68
5.3.2 电流追踪环设计	68
5.3.3 电压调整环设计	72
5.3.4 参数选择	73
5.4 实验结果	75
5.4.1 第一组实验	75
5.4.2 第二组实验	78
5.4.3 第三组实验	80

5.5 本章小结	80
第 6 章 三相两电平逆变器的积分滑模控制策略研究	82
6.1 引言	82
6.2 三相两电平逆变器模型	82
6.3 控制策略设计	84
6.3.1 扰动观测器设计	84
6.3.2 稳定性分析	86
6.3.3 滑模控制器设计	88
6.3.4 控制策略设计步骤	90
6.4 仿真结果	92
6.4.1 第一组仿真	92
6.4.2 第二组仿真	95
6.5 本章小结	95
结 论	98
参考文献	100
附录 A 西班牙语总结和结论-Apéndice A: Resumen y conclusiones en es-	
 pañol	111
附录 B 英语总结和结论 -Appendix B: Summary and Conclusion in English	115
攻读博士学位期间发表的论文及其他成果	159
哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限	162
致 谢	163
个人简历	164

Contents

Abstract (In Chinese)	I
Abstract (In English)	III
Chapter 1 Induction	1
1.1 Research Background and Significance	1
1.2 Review of Control Strategies for Several Power Converters	3
1.2.1 Review of Control Strategies for DC-DC Buck Converters	3
1.2.2 Review of Control Strategies for Three-Phase Two-Level Grid- Connected Power Converter	4
1.2.3 Review of Control Strategies for Three-Phase Three-Level NPC Grid-Connected Power Converter	5
1.2.4 Review of Control Strategies for Three-Phase Two-level LC-Filtered Voltage Source Inverters	6
1.3 Dissertation Work	7
Chapter 2 Advanced control strategies for DC-DC Buck Converters	10
2.1 Introduction	10
2.2 DC-DC Buck Converter Model.....	10
2.3 Control Strategies Design for Nominal System	12
2.3.1 Single-Loop Adaptive Control Strategy	12
2.3.2 Double-Loop Adaptive Control Strategy.....	14
2.4 Control Strategies Design for Uncertain System	15
2.4.1 Disturbance Observer Design.....	15
2.4.2 Single-Loop Disturbance Observer Based Control Strategy	16
2.4.3 Double-loop Disturbance Observer Based Control Strategy	18
2.5 Discussion	20
2.6 Experimental Results	21
2.6.1 Load Resistance Variation.....	21
2.6.2 Reference Voltage Variation	24
2.7 Conclusion	24

Chapter 3 An Adaptive H_∞ Control Strategy Design for Three-Phase Two-Level Grid-Connected Power Converter	29
3.1 Introduction	29
3.2 The Model of Three-Phase Two-Level Grid-Connected Rectifier	29
3.3 Control Strategy Design	31
3.3.1 Adaptive Voltage Controller Design	31
3.3.2 H_∞ Current Controller Design.....	33
3.4 Simulation Results	37
3.4.1 The First Simulation	37
3.4.2 The Second Simulation	42
3.5 Conclusion	42
Chapter 4 An Adaptive Sliding Mode Control Strategy Design for Three-Phase NPC Power Converters	46
4.1 Introduction	46
4.2 The Model of Three-Phase NPC Power Converter and Preliminaries.....	46
4.2.1 The Model of Three-Phase NPC Power Converter	46
4.2.2 Radial Basis Function Neural Network.....	48
4.2.3 Control Objectives	48
4.3 Control Strategy Design	48
4.3.1 Instantaneous Power Tracking Loop Design.....	49
4.3.2 Voltage Regulation Loop Design.....	51
4.3.3 Voltage Balancing Loop Design.....	53
4.4 Experiment Results.....	56
4.5 Conclusion	59
Chapter 5 A Second Order Sliding Mode Control Strategy Design for Three-Phase Power Converters Under Unbalanced Grid Conditions .	63
5.1 Introduction	63
5.2 The Model of Three-Phase NPC Power Converter and Preliminaries.....	63
5.2.1 Model of the Three-Phase Two-Level Grid-Connected Power Converter Under Unbalanced Grid Voltage Conditions.....	63
5.2.2 Control Objectives	64
5.3 Control Strategy Design	67
5.3.1 Positive- and Negative-Sequence of the Grid Voltage Estimates	68

Contents

5.3.2 Current Tracking Loop	68
5.3.3 Voltage Regulation Loop	72
5.3.4 Tuning of Proposed Strategy	73
5.4 Experiment Results	75
5.4.1 The First Experiment	75
5.4.2 The Second Experiment	78
5.4.3 The Third Experiment	80
5.5 Conclusion	80
Chapter 6 An Integral Sliding Mode Control Strategy Design for Three- Phase Power Inverters	82
6.1 Introduction	82
6.2 The Model of Three-Phase Two-Level Inverter and Preliminaries	82
6.3 Control Strategy Design	84
6.3.1 Observer Design	84
6.3.2 Stability Analysis	86
6.3.3 Sliding Mode Control Design	88
6.3.4 The Design Procedure of the Proposed Control Strategy	90
6.4 Simulation Results	92
6.4.1 First simulation	92
6.4.2 Second simulation	95
6.5 Conclusion	95
Conclusions	98
References	100
Chapter A Appendix A: Summary and Conclusion in Spanish	111
Chapter B Appendix B: Summary and Conclusion in English	115
Papers published in the period of Ph.D. education	159
Statement of copyright and Letter of authorization	162
Acknowledgements	163
Resume	164

第1章 绪论

1.1 课题研究背景及意义

近年来,为了降低对不可再生能源的依赖以及减轻本国能源对外的依存度,世界各国都在大力发展可再生能源并提高能源的利用率。在全球能源主要市场上,可再生能源在终端能源消费占比到2030年将增至28%,到2050年达到66%,并且二氧化碳排放量将减少70%^[1]。以太阳能、风能为代表的可再生能源持续快速发展,正在引领全球能源转型。西方发达国家于上世纪便开始了对太阳能和风能的研究与开发。中国起步较晚,但是后来居上,已连续多年在光伏和风电领域成为全球规模最大、增长最快的市场。

太阳能发电分为光伏发电和光热发电。通常说的太阳能发电一般多指光伏发电。光伏发电是基于光电效应理论利用光伏组件将光能转变为电能的一种技术^[2,3]。光伏发电系统通常包括光伏方阵、蓄电池组、控制器、逆变器等设备,如图1-1所示。在光照的作用下,光伏方阵将光能转换成电能实现能量的转换。光伏发电系统有独立运行和并网运行两种运行方式^[4]。独立光伏发电系统不与公共电网相连,多建在离电网较远的偏远地带,且对储能系统要求较高。相反,并网型光伏发电系统与公共电网相连。通常,并网型发电系统离电网较近,其可以将系统产生的直流电经过逆变器接入到大电网,也可以从电网中获得能量。并网型发电系统对储能系统要求相对较低,可以根据需要并入或退出电网。当系统白天发出的电能够满足用电需要,可向电池组进行充电,当充电完成时,再将多余的电能送到电网。当系统白天发出的电不能够满足用电需要或者夜间系统无法工作的情况下,可由蓄电池组向用户提供部分电能,其余部分由电网提供。目前,光伏发电技术也以相对成熟,已经进入到了产业化生产模式,并且已广泛应用于光伏电站、用户太阳能电源以及交通、通信、石油、海洋、气象等领域。

风力发电是把风的动能转变成机械动能,再把机械能转化为电能^[5]。风力发电原理图如图1-2所示,首先利用风力带动叶片旋转,通过增速机提升叶片的旋转速度,从而带动发电机旋转促使其进行发电。风力发电机通常输出电压较小的交流电,一般先需要整流,再对蓄电池组充电,然后再利用逆变器输出符合要求的交流电^[6]。目前,双馈型感应发电机在风力发电领域中应用最为广泛,相对于其他发电机,双馈型感应发电机需要的变换器的容量较小且可实现变速恒频发电。另外,这种发电机不需要过分依赖储能系统的容量,只需要控制励磁电流,便可实现输

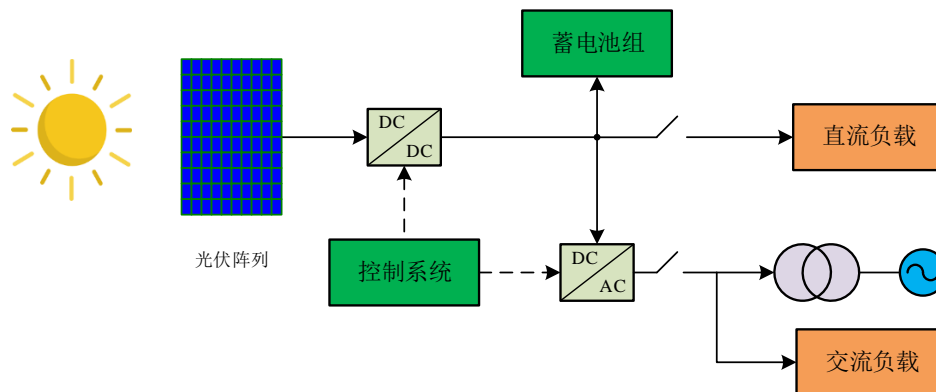


图 1-1 光伏发电系统

Fig. 1-1 Solar photovoltaic power generation system

出恒频电能的目的。电力电子元件的容量越大，双馈发电机组的励磁调节能力就越强，风力发电单机容量就越高。近年来，风能设备日趋进步，生产成本大大降低，全球风力发电量每年快速成长，已成为全球主要的电力来源之一。

电力电子变换器作为新能源、用户与电网间的绿色能量转换通道，承担着电压、电流转换，在新能源发电系统中的起着非常重要的作用。实际上，全球新能源产业的高速发展，得益于现代电力电子技术前期积累和相关产品的开发应用，同时新能源发电规模化、大功率化的应用也促进了电力电子技术的发展。此外，电力电子变换器还广泛应用于存储系统、电机驱动装置、照明系统以及微电网等。

电力电子变流技术通常是指利用电力电子器件构成各种电力变换电路和对这些电路进行控制的技术^[7]。针对不同的负载需求，利用电力电子的变流技术使其得到最佳的电能，以此提高电能的质量和使用效率，保障电网的稳定性。电力电子技术由电力学、电子学和控制理论三个学科交叉融合形成^[8]。电力电子变换器的正常运行离不开控制技术的支撑。电力电子变换器的控制方法通常包括线性控

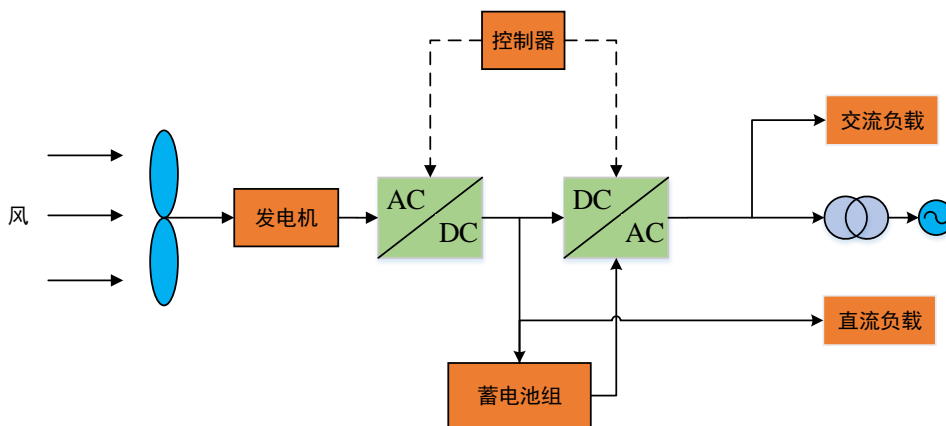


图 1-2 风力发电系统

Fig. 1-2 Wind power generation system

制和非线性控制。常规的线性控制有比例积分微分控制和比例谐振控制。从本质上来说是电力电子变换器一种典型的非线性系统。线性控制方法通常是基于对非线性系统的线性近似模型而设计的。基于线性控制理论来分析电力电子变换器系统是不够完善的,甚至在某些场合下可能会导致错误的结果。线性控制方法一般在频域来分析设计控制器,但是电力电子技术通常需要在时域内进行分析和综合。采用频域的稳定性理论去分析电力电子变换器系统可能会使得系统性能降低,甚至造成系统不稳定。为了提高电力电子变换器的控制性能,基于非线性控制方法设计先进变换器控制策略是研究电力电子变换器控制的必然选择。

1.2 几类典型电力电子变换器控制策略的研究现状

电力电子变换器利用电力电子器件的通断来调节输出电压的大小。电力电子变换器通常包括四类即交流变直流变换器、直流变交流变换器、直流变直流变换器和交流变交流变换器^[9]。

1.2.1 DC-DC Buck 变换器控制策略的研究现状

DC-DC Buck 变换器是最基本的电力电子变换器。因此,DC-DC Buck 变换器控制问题研究一直是电力电子及控制界关注的焦点。过去的几十年,基于单环和双环控制结构,针对 DC-DC Buck 变换器国内外许多学者提出了大量的控制策略^[10-14]。基于 DC-DC Buck 变换器线性模型,文献 [15] 设计一个线性控制器控制 Buck 变换器。然而,文献 [16] 证明相对于非线性控制器,传统的线性控制器控制效果不理想。因此,越来越多的非线性控制算法被应用到 DC-DC Buck 变换器中。基于单环控制结构,文献 [17] 设计了一个传统的滑模控制策略;文献 [12, 18, 19] 利用二阶滑模控制器来调节 DC-DC 变换器的输出电压;基于双环控制结构,文献 [20] 在电压调节环和电流跟踪环分别设计了高阶滑模控制器;文献 [21-23] 将自适应控制技术应用到 DC-DC Buck 变换器;文献 [24] 构造一个模糊控制器控制 DC-DC Buck 变换器。尽管这些非线性控制能够提高 DC-DC Buck 变换器的性能,但是大多数文献都需要假设滤波电感和输出电容的实际值和标称值是一样的。但是,实际情况电感和电容的实际值和标称值往往不一致,而且它们会影响系统的性能。另外,现有的非线性控制器一般都很复杂,需要较多的控制参数,例如二阶滑模控制器和模糊控制器。因此在设计、分析以及实现这些控制器都比较困难。此外,这些控制器的设计有的是基于单环控制结构有的是基于双环控制结构,很少有文献通过实验评估它们之间的性能差异。

1.2.2 三相两电平电压源型整流器控制策略的研究现状

三相两电平电压型 PWM 整流器不仅主电路具有拓扑结构简单、开关器件少、成本低、系统稳定高等优点,而且还可以实现交流侧电流正弦化、系统在单位功率因数下运行以及直流输出电压稳定可调^[25,26]。因此,三相两电平电压型 PWM 整流器得到广大学者和工程师的关注^[27-31]。文献 [32] 在自然坐标系下研究了三相两电平 PWM 整流器的控制问题,文献 [33] 提出了 PWM 整流器在两相同步坐标系下的数学模型,文献 [34, 35] 通过仿真研究比较了正弦脉宽调制 (SPWM) 和空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 的优缺点,文献 [36] 基于直接功率控制设计了一个最优控制器。

控制策略是整流器控制系统的核心,决定着系统的动态和静态性能。一个有效的控制策略不仅应该保障整流器直流侧电压输出质量较高以及交流侧电流具有较低的谐波,而且还应该保证控制器结构简单易于实现^[37-39]。近年来,三相两电平 PWM 整流器的控制策略取得了丰富的研究成果^[38]。主要的控制策略有 PI 控制^[40]、滑模控制^[41]、模型预测控制^[42] 和智能控制^[43] 等。线性 PI 控制是两电平整流器最常用的控制策略,但是整流器具有非线性以及不确定性等特性,常规的 PI 控制器难以达到理想的控制效果。滑模控制作为一类强鲁棒的非线性控制方法,也已被广泛应用于 PWM 整流器控制当中^[44]。但是抖振问题是滑模控制一个难以克服的问题。抖振的存在不仅会浪费过多的能源,而且还会缩短整流器的使用寿命。有限控制集模型预测控制不需要 PWM 调制模块,在实际应用中也比较容易实现约束配置^[45]。但是在这种控制策略下,开关频率是不固定的,通常需要较复杂的滤波系统。另外,模型预测控制需要求解最优解问题,通常会有较大的计算量,增加控制器实现成本。

理想情况下,三相电网电压是平衡的,但是由于在实际应用中三相负载可能不对称、供电线路参数不对称或者电网故障,造成三相电网不平衡^[46]。如果在三相不平衡电网下仍然采用在三相平衡电网下的控制策略控制 PWM 整流器,不平衡电网下的负序电压会导致 PWM 变换器的交流侧产生负序电流分量,电压和电流负序分量的存在会造成系统的瞬时功率不平衡,进而导致直流侧产生偶次非特征谐波,直流侧输出电压出现二倍频脉动,该二次脉动经过 PWM 调制后又返回到变换器交流侧,进一步导致交流侧产生电流谐波,加剧交流侧的不平衡度,降低 PWM 变换器的性能,严重时会造成系统损耗过大,破坏系统装置,甚至造成系统崩溃^[47-49]。因此,三相不平衡电网下的 PWM 整流器控制策略设计受到了国内外众多学者的关注和研究^[50-52]。文献 [53] 在正序同步旋转坐标系下设计控制器同

时控制正序和负序电流。因为负序电流基波分量在正序同步旋转坐标系中表现为二倍频正弦量，所以采用 PI 控制器不能消除电流负序分量的跟踪静差，所以该控制策略不能完全抑制电压负序分量对系统的影响。文献 [54] 在正序和负序同步旋转坐标系下分别设计 PI 控制器控制正序和负序电流，该控制策略需要利用低通滤波器和陷波器对电网电压和电流进行滤波得到它们的正负序分量。基于文献 [54]，文献 [55] 在双同步旋转坐标下增加解耦网络提高系统控制性能。文献 [56, 57] 在双同步旋转坐标系下设计电流控制器，实现不同程度的不平衡控制，可以灵活的抑制负序电流以及有功和无功功率波动。然而这些控制策略大都是在双同步旋转坐标系下设计的，需要锁相环进行坐标变换。通常情况下，不平衡电网下的锁相环需要使用低通滤波器和陷波器分离电压和电流正负序分量。但是陷波器和低通滤波器的使用会造成系统响应变慢，甚至导致系统不稳定^[58]。另外，多个电流控制器会导致控制结构复杂，处理器运算量增大。然而，如果在两相静止坐标系下设计电流控制器则可以解决上面的问题。在两相静止坐标系下电流是解耦的，不需要利用锁相环计算正负序电压相位进行旋转坐标变换，并且只需要一个电流环即可同时控制正负序电流。但是，在两相静止坐标系下，给定电流是正弦变化的，如果采用 PI 控制器不能消除电流跟踪静差。因此，电流内环通常采用比例谐振控制器（PR）抑制负序电流^[59-61]。但是，PR 控制器对电网频率比较敏感，也就是 PR 控制器的谐振频率需要和电网的频率保持一致才能得到理想的控制效果^[62]。文献 [63] 设计了一个自适应 PR 控制器保证谐振频率与电网频率实时保持一致，但是这也同时增加了 PR 控制器的复杂度。

1.2.3 三相三电平 NPC 型整流器控制策略的研究现状

近年来，多电平变换器的研究得到了广泛的关注，多电平变换器的输出电压波形可由多级电平叠加而成，相对于传统的两电平变换器而言，具有更好的输出波形质量，更小的谐波含量，可承受更高的电压，故障容错能力更强等优点^[64-69]。二极管箝位式三电平 (NPC) 变换器是最常见的多电平变换器之一，其是由日本学者 Nabae.A 等人在 1979 年提出的变换器，NPC 变换器的优势在于，各个开关管承受的反向电压为直流母线电压的一半，可以用较低电压等级的开关管，组成较高电压等级的变换器^[70-72]。目前，NPC 变换器已经广泛应用于电力电子领域。虽然相对于两电平变换器 NPC 变换器具有很多优点，但是其缺点是电路结构比较复杂，开关器件较多，因此变换器需要更加复杂的调制和控制技术，另外直流侧分压电容中点存在低频电压振荡。过去的几十年间，大量的学者提出了各种各样的控制策略去控制 NPC 变换器其中包括，PI 控制^[33]，模型预测控制^[73-75]，滑模控

制^[76,77]以及自适应控制^[78]等。三相 NPC PWM 整流器的控制策略通常采用三个控制环,即电压调节环、瞬时功率追踪环以及电压平衡环。瞬时功率追踪环是内环主要目标是保证瞬时有功功率和无功功率跟踪其期望值;电压调节环是外环主要目标是调节两个电容电压和至其参考值;电压平衡环的主要目标是平衡电容中点电压。文献 [78] 提出了一个模型依赖的自适应直接功率控制策略来控制 NPC 变换器,外环采用 PI 控制器调节电容电压之和,将自适应控制技术应用到功率跟踪环和电压平衡环。文献 [79] 在外环采用 PI 控制器,并利用扩展状态观测器估计负载进行前馈补偿,功率跟踪环和电压平衡环均采用高阶滑模控制器实现其控制目标。文献 [80] 分析了 NPC 变换器电容中点存在电压扰动信号主要为 3 倍频的电压扰动,并且构造了一个龙伯格观测器来估计 3 倍频的电压扰动,然后基于龙伯格观测器设计了一个 PI 控制器来平衡电容间的电压,实验验证了这种控制策略的有效性。然而这些控制策略仍然存在着一些问题: 1). 电压调节环多采用 PI 控制器,当负载变化时,控制效果不理想。实际上,即使仅采用先进控制器例如二阶滑模控制器,当负载变化时,输出电压仍然存在较大的超调。增加额外的扰动观测器作为外环的前馈补偿可以减小负载扰动对系统的影响,但是这样会使控制策略变的更为复杂且也会增加处理器的计算负担。2). 对于功率跟踪环,大多数文献没有考虑系统的参数不确定,并且需要忽略期望功率的变化率或者假设其上界是已知的。3). 对于电压平衡环,仅采用单一的控制(如 PI 控制器或滑模控制器)电容中点电压控制效果仍然不理想。目前,常用的控制手段多采用龙伯格观测器估测扰动进行前馈补偿。但是全维的观测器的使用,会增加控制策略的复杂性。

1.2.4 三相两电平 LC 型逆变器控制策略的研究现状

逆变器是把直流电能转变成定频定压或调频调压交流电的变换器。三相两电平 LC 型逆变器是一种常见的逆变器拓扑,已被广泛应用于分布式发电系统、微电网、不间断供电系统(UPS)等^[81-85]。国内外已有大量文献研究了三相两电平 LC 型逆变器控制策略^[60,86-89]。文献 [90, 91] 在 dq 同步旋转坐标系下设计了 PI 控制器控制三相逆变器,但是当负载是非线性负载时输出电压的 THD 较大;文献 [92] 针对 UPS 系统在两相静止坐标系下设计了模型预测控制策略,但是这种控制策略需要精确的系统模型及参数且计算量较大;文献 [93] 利用状态反馈信息提出了无差拍控制方法来补偿电感上的电压降,这种方法虽然动态性能较好,但是对系统参数较为敏感且输出电压的 THD 较高;文献 [94] 利用重复控制方法得到了高质量的正弦电压,但是其动态响应较差;文献 [81] 设计了自适应电压控制器来减小输出的电压的 THD 值,但是这种控制策略的控制参数选择较为繁琐;文献 [95] 利用

模糊控制器降低输出电压的 THD，但是模糊控制器计算复杂，硬件实现较为困难；文献 [96, 97] 将滑模控制方法应用到逆变器系统提高系统的鲁棒性。逆变器的输出电压会受到多种因素的影响，其中负载电流是主要的影响因素，通常被看作为系统的外部扰动。文献 [98] 利用电流传感器测量负载电流，并将其作为 PI 控制器的前馈补偿来提高系统的动静态性能。然而，增加负载电流传感器不仅会增加系统的成本和体积，而且还会降低系统的可靠性；为了解决这个问题，文献 [81, 83] 在同步旋转坐标系下设计线性观测器估测负载电流作为前馈补偿；文献 [99] 构造扩展状态观测器作为模型预测控制的前馈补偿；文献 [92] 在两相静止坐标系下利用龙伯格观测器估计负载电流，但是需要假设两相静止坐标系下负载电流的变换率是恒定的；利用负载电流正弦特性，文献 [100] 利用未知输入扰动观测器估测两相静止坐标系下的正弦负载电流；文献 [101] 利用自适应控制技术提高系统对负载电流的鲁棒性。尽管这些控制策略可以避免使用负载电流传感器，但是它们仍然需要使用电流传感器测量电感电流作为控制策略的前馈或反馈信息。

1.3 论文的主要研究内容

本课题以电力电子变换器为研究对象，利用非线性控制方法研究几类典型变

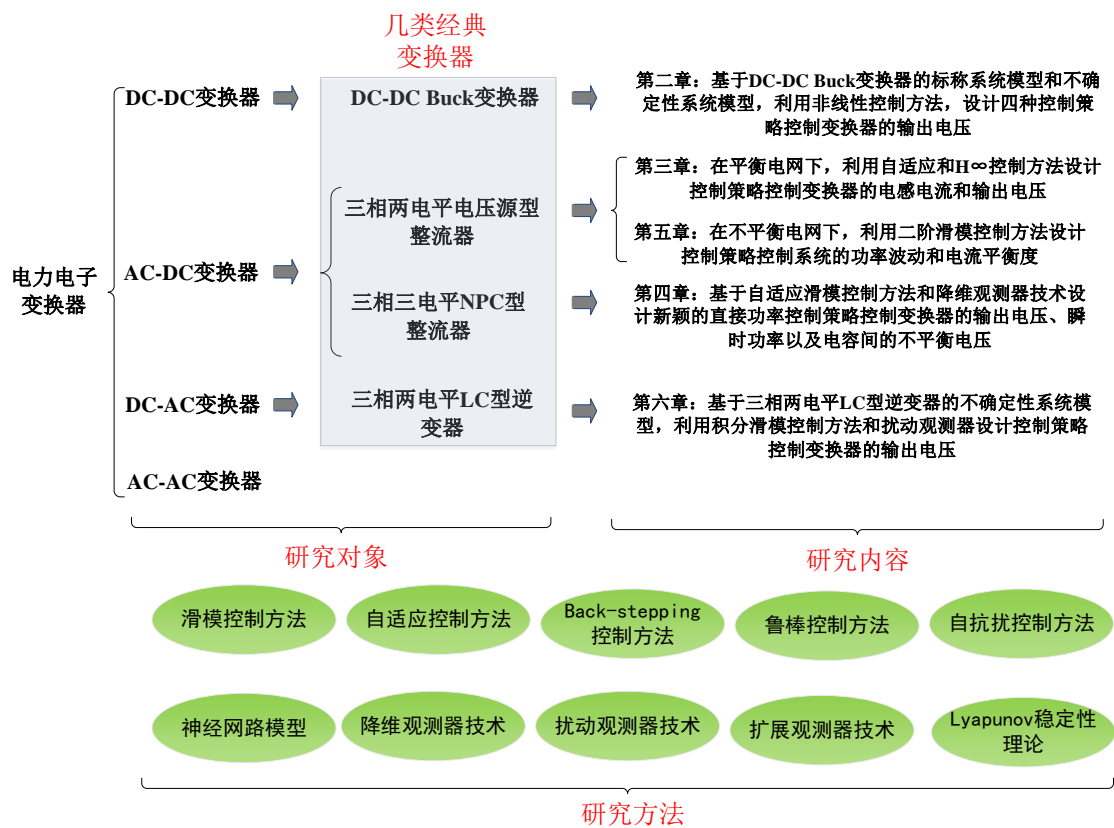


图 1-3 论文研究框架 1

Fig. 1-3 Thesis research framework 1

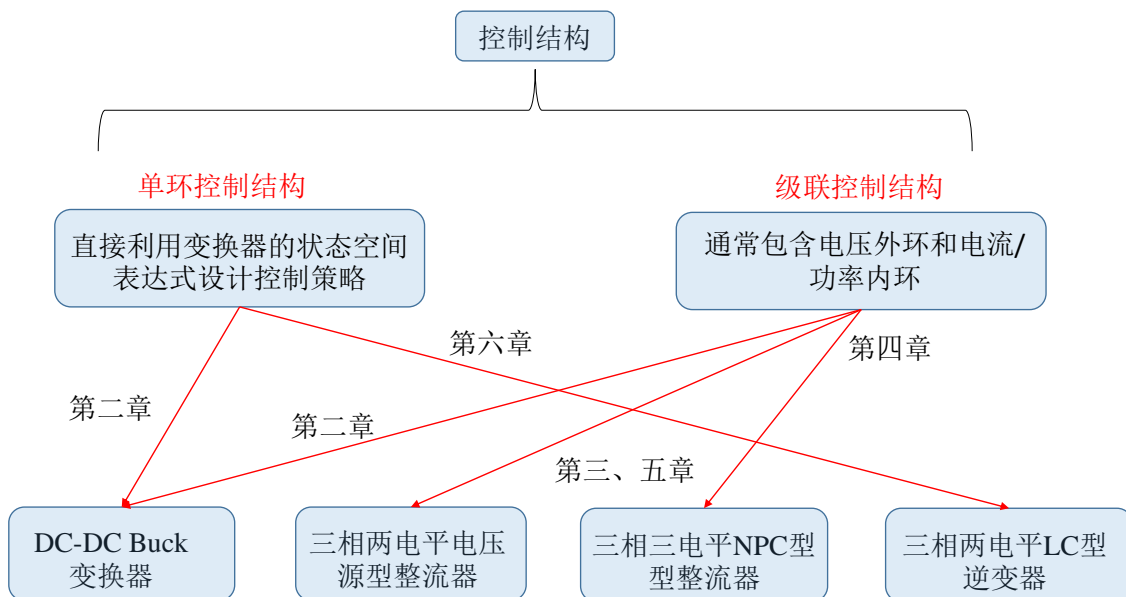


图 1-4 论文研究框架 2
Fig. 1-4 Thesis research framework 2

换器的控制策略，以期提高变换器运行的可靠性、稳定性以及控制性能，为加快我国新能源发电技术的发展提供理论支撑。论文章节构成如图 1-3 和 1-4 所示，根据电力电子变换器的分类，针对几类典型的变换器拓扑，即 DC-DC Buck 变换器、三相两电平电压型整流器、三相三电平 NPC 型整流器以及三相两电平 LC 型逆变器，利用非线性控制如滑模控制、鲁棒控制、Back-stepping 控制等，展开对其控制策略的研究。论文各章节安排如下：

第一章，从能源紧缺现状、新能源发电技术和电力电子变换器在新能源发电的应用阐述了本文的研究背景和意义。对当前国内外几类典型电力电子变换器的研究现状做了调查和分析，总结典型变换器控制策略，为课题的研究提供技术参考。

第二章基于 DC-DC Buck 变换器的标称系统模型和不确定性系统模型，利用非线性控制方法，设计四种控制策略控制变换器的输出电压，分析讨论了它们的特点。

第三章在平衡电网下，研究了三相两电平电压源型整流器的输出电压调节问题。基于双环控制结构，在三相同步旋转坐标下设计了一个自适应 H_∞ 控制策略。外环采用自适应控制器去调节输出电压并为内环提供电流指令，内环采用 H_∞ 控制器保证电流能够跟踪其期望值。

第四章针对三相三电平 NPC 型并网变换器，利用自适应控制方法、基于神经网络的自适应滑模控制方法和降维观测器设计一个新颖的直接功率控制策略控制变换器的输出电压、瞬时功率以及电容间的不平衡电压。

第五章在两相静止坐标系下基于二阶滑模控制方法设计了一个鲁棒控制策略来解决三相两电平整流器在三相不平衡电网下的控制问题，以满足不同应用场合的需求。所提控制策略采用自适应观测器去估计电网电压正负序分量，电流跟踪环利用二阶滑模控制器和微分器来控制电感电流跟踪其期望值，而在电压调节环中基于二阶滑模观测器设计了一个自抗扰控制器来调节输出电压。

第六章建立一个三相两电平 LC 型逆变器的不确定性系统模型，基于该模型，利用积分滑模控制方法和扰动观测器设计控制策略控制变换器的输出电压。

在结论中总结了本文的研究内容，指出了本文研究中存在的不足，并对未来工作做了一些展望。

第 2 章 DC-DC Buck 变换器的先进非线性控制策略研究

2.1 引言

DC-DC Buck 变换器作为一种降压变换器，已广泛应用于通信设备、照明系统和电子设备等应用领域。然而不同的应用领域对变换器的输出电压有不同的要求，例如有的应用领域要求变换器的输出电压响应速度快、纹波小，而另一些应用场合则要求输出电压对外部噪声具有强鲁棒性。因此，针对不同的应用场合，需要设计不同的控制策略满足其输出电压的特定需求。通常，DC-DC Buck 变换器有两种控制结构如图2-1所示，即单环控制结构和双环控制结构。相比双环控制结构，单环控制结构只有一个电压控制环，因此不需要测量电感电流，且实现起来比较容易。单环控制也叫直接输出控制。双环控制包括电压调节环和电流跟踪环，这种控制也叫间接输出控制。双环控制结构的中间测量信号可以快速响应控制要求，因此双环控制结构可以提高系统的整体性能，另外相对于单环控制结构，双环结构的抗扰动能力更强^[102,103]。本章将分别利用单环和双环控制结构，设计四种控制策略，即单环自适应控制策略（SA）、双环自适应控制策略（DA）、基于扰动观测器的单环控制策略（SDOB）和基于扰动观测器的双环控制策略（DDOB），控制变换器的输出电压。

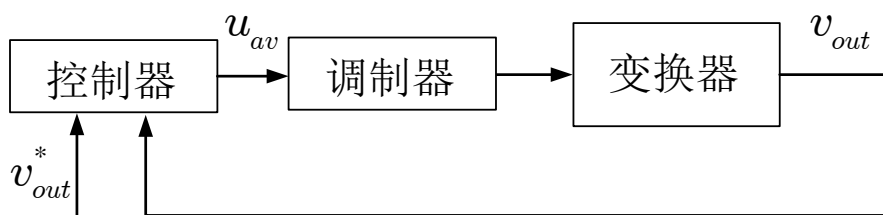
2.2 DC-DC Buck 变换器的模型

DC-DC Buck 变换器的电路图如图 2-2 所示，其中 v_{in} 是输入电压， L 是滤波电感， C 是滤波电容， R 是等效的负载，其中 R 也被看作为系统的未知扰动。当 DC-DC Buck 变换器工作在连续导电模式下，其平均动态模型可表示为^[17]：

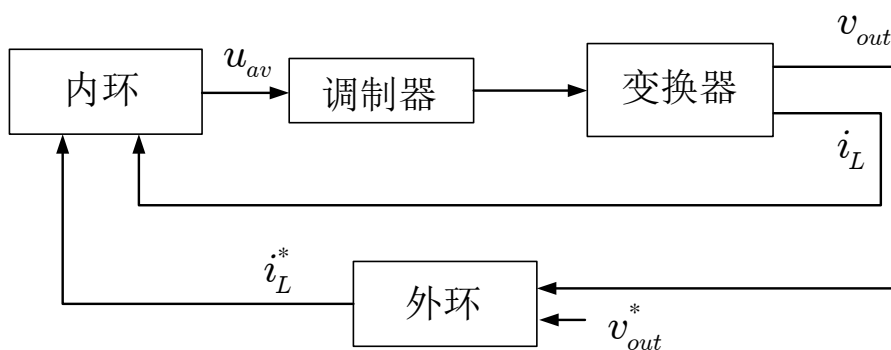
$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{C} - \frac{x_1}{RC}, \quad (2-1)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av}, \quad (2-2)$$

其中 x_1 和 x_2 是状态变量，分别表示输出电压 v_{out} 和电感电流 i_L ， u_{av} 是控制输入。需要说明的是本章只研究了 Buck 变换器工作在连续导电模式下，没有考虑 Buck 变换器工作在不连续导电模式下。上述系统是变换器的标称系统，没有考虑滤波电感和电容的不确定性，但是实际的电路中电感和电容的实际值和理论值可能会不一致。因此，考虑到这种情况，定义如下的实际电感和电容：



a) 单环控制结构
a) Single-loop control structure



b) 双环控制结构
b) Double-loop control structure

图 2-1 DC-DC buck 变换器的控制结构
Fig.2-1 Control structures for dc-dc buck converters

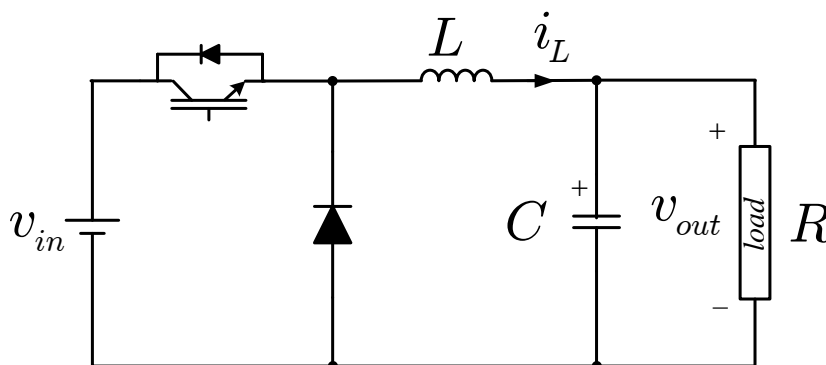


图 2-2 DC-DC Buck 变换器的电路图
Fig.2-2 The topology of DC-DC Buck converter

$$\bar{L} = L + \Delta L, \bar{C} = C + \Delta C, \quad (2-3)$$

其中 L 和 C 分别是电感和电容的标称值, ΔL 和 ΔC 分别代表电感和电容的未知不确定性部分。

DC-DC Buck 变换器的不确定性系统模型可以表示为:

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{\bar{C}} - \frac{x_1}{R\bar{C}}, \quad (2-4)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av}. \quad (2-5)$$

式 (2-4) 和 (2-5) 可以进一步写成如下的形式:

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{C} + d_1, \quad (2-6)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av} + d_2, \quad (2-7)$$

其中

$$d_1 = -\frac{\Delta C x_2}{C(C + \Delta C)} - \frac{x_1}{R(C + \Delta C)},$$

$$d_2 = \frac{\Delta L x_1}{L(L + \Delta L)} - \frac{\Delta L v_{in} u_{av}}{L(L + \Delta L)}.$$

可以看出, d_1 和 d_2 包含系统的参数不确定和系统的外部扰动。式 (2-6) 和 (2-7) 可以表示成如下的状态空间表示式:

$$\dot{x} = Ax + Bu_{av} + d, \quad (2-8)$$

其中 $x = [x_1, x_2]^T$,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_{in}}{L} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}.$$

本章的控制目标是分别基于 DC-DC Buck 变换器的标称系统和不确定性系统设计四种控制策略保证输出电压能够达到期望值。

为方便控制策略的设计, 先给出下面的引理。

引理 2.1 如果 $F \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 是 Hurwitz 矩阵, 那么存在一个正数 ϵ , 使得 $\|e^{Ft}\| \leq \epsilon e^{\frac{\lambda_{\max}}{2}t}$, 其中 λ_{\max} 是矩阵 F 最大的特征值^[104]。

2.3 基于标称系统的控制策略设计

在本小节, 将基于标称系统 (2-1)-(2-2) 分别设计 SA 和 DA 控制策略实现上面的控制目标。下面将给出具体的设计过程。

2.3.1 单环自适应控制策略设计

定义输出电压的跟踪误差为:

$$z_1 = x_1 - x_1^*, \quad (2-9)$$

其中 x_1^* 是期望的输出电压。基于式 (2-1), 对式 (2-9) 进行求导可得:

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2}{C} - \theta x_1 - \dot{x}_1^*, \quad (2-10)$$

其中 $\theta = \frac{1}{RC}$ 看作系统的未知参数。假设等效负载 R 是未知的且变化较为缓慢。因此 θ 可以当作一个未知的常量。定义 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ 。对式 (2-10) 构造下面的李雅普诺夫函数，其中 $\hat{\theta}$ 是自适应率，

$$V_{s11} = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2\eta}\tilde{\theta}^2. \quad (2-11)$$

对李雅普诺夫函数 (2-11) 进行求导可得：

$$\dot{V}_{s11} = z_1\left(\frac{x_2}{C} - \theta x_1 - \dot{x}_1^*\right) + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}}. \quad (2-12)$$

基于式 (2-12)，设计如下的虚拟控制器 α_1 和自适应率 $\hat{\theta}$ ，并定义误差变量 z_2 ，

$$\alpha_1 = -k_{s11}z_1 + \dot{x}_1^* + \hat{\theta}x_1, \quad (2-13)$$

$$z_2 = \frac{x_2}{C} - \alpha_1, \quad (2-14)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = -\eta z_1 x_1, \quad (2-15)$$

其中 k_{s11} 和 η 是正的常量。将式 (2-13)-(2-15) 代入 (2-12) 可得，

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s11} &= z_1(z_2 + \alpha_1 - \theta x_1 - \dot{x}_1^*) + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}} \\ &= z_1(-k_{s11}z_1 + \hat{\theta}x_1 + z_2 + \dot{x}_1^* - \theta x_1 - \dot{x}_1^*) + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}} \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_1z_2 + \tilde{\theta}z_1x_1 + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}(-\eta z_1x_1) \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_1z_2. \end{aligned} \quad (2-16)$$

根据式 (2-14)，可以得到 z_2 的动态：

$$\dot{z}_2 = -\frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} - \dot{\alpha}_1. \quad (2-17)$$

对误差系统 $z = [z_1, z_2]^T$ 构建如下的李雅普诺夫函数 V_{s12} ，

$$V_{s12} = V_{s11} + \frac{1}{2}z_2^2. \quad (2-18)$$

对李雅普诺夫函数 (2-18) 求导可得，

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s12} &= -k_{s11}z_1^2 + z_1z_2 + z_2\dot{z}_2 \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_2\left(z_1 - \frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} - \dot{\alpha}_1\right). \end{aligned} \quad (2-19)$$

设计如下的 u_{av} ，使得 $\dot{V}_{s12} < 0$ ，

$$u_{av} = \frac{LC}{v_{in}}\left(-z_1 + \frac{x_1}{LC} + \dot{\alpha}_1 - k_{s12}z_2\right). \quad (2-20)$$

将 (2-20) 带入 (2-19) 可得,

$$\dot{V}_{s12} = -k_{s11}z_1^2 - k_{s12}z_2^2 \leq 0, \quad (2-21)$$

这就意味着误差系统 (z_1, z_2) 趋向于 0, 也就是, 控制器 (2-20) 可以调节输出电压至其期望值。SA 控制策略的控制框图如图 2-3 所示。

2.3.2 双环自适应控制策略设计

2.3.2.1 外环设计

外环的控制目标是调节输出电压并且为内环提供电流指令。假设内环的动态远快于外环的动态, 根据奇异值摄动理论^[105], z_1 的动态可以表示为:

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2^*}{C} - \theta x_1 - \dot{x}_1^*, \quad (2-22)$$

其中 x_2^* 是 x_2 的期望值。为了实现控制目标, 根据 (2-11), 对误差系统 (2-22) 可构造同样的李雅普诺夫函数。进一步 x_2 的期望值可以设计为,

$$x_2^* = C(-k_{d1}z_1 + \dot{x}_1^* + \hat{\theta}x_1), \quad (2-23)$$

其中 k_{d1} 是一个正的常量, 自适应率 $\hat{\theta}$ 可根据 (2-15) 进行设计。

2.3.2.2 内环设计

在内环将设计一个滑模控制器使得电感电流能够跟踪外环所提供的电流的期望值。根据式 (2-2), 可以得到电感电流的误差动态 $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$,

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av} - \dot{x}_2^*, \quad (2-24)$$

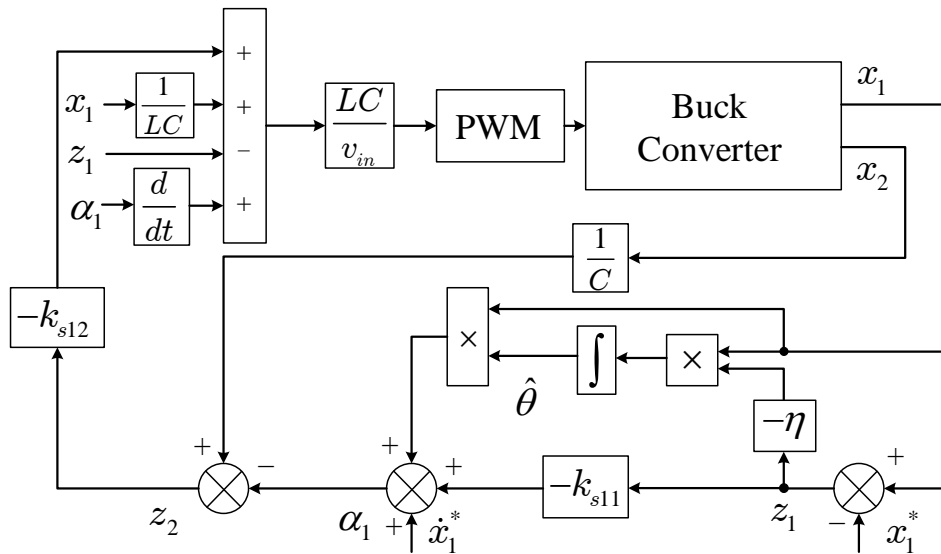


图 2-3 SA 控制策略的控制结构
Fig.2-3 The control structure of SA

其中 \dot{x}_2^* 满足 $\|\dot{x}_2^*\|$ 不大于正数 Φ 。

构建如下的李雅普诺夫函，

$$V_{d12} = \frac{1}{2}\tilde{x}_2^2. \quad (2-25)$$

利用 (2-24)，可以得到李雅普诺夫函数导数，

$$\dot{V}_{d12} = \tilde{x}_2\left(-\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av} - \dot{x}_2^*\right). \quad (2-26)$$

设计如下的滑模控制器，

$$u_{av} = -\frac{L}{v_{in}}\left(c_{d12}\tilde{x}_2 + D_{d12}\text{sign}(\tilde{x}_2) - \frac{x_1}{L}\right), \quad (2-27)$$

其中 c_{d12} 和 $D_{d12} \geq \Phi$ 是正的常数。将式子 (2-27) 代入 (2-26) 可得，

$$\begin{aligned} \dot{V}_{d12} &= \tilde{x}_2(-c_{d12}\tilde{x}_2 - D_{d12}\text{sign}(\tilde{x}_2) - \dot{x}_2^*) \\ &\leq -c_{d12}\tilde{x}_2^2 - D_{d12}|\tilde{x}_2| - \Phi\tilde{x}_2 \leq 0. \end{aligned} \quad (2-28)$$

根据上式，可以看出电感电流 x_2 可以在有限时间跟踪其期望值 x_2^* 。DA 控制策略的控制结构图如图2-4所示。

2.4 基于不确定性系统的控制策略设计

在本小结，将会根据不确定性系统设计 SDOB 和 DDOB 控制策略调节输出电压。利用扰动观测器估计系统参数不确定性和外部扰动。

2.4.1 扰动观测器设计

设计如下扰动观测器估计扰动 d

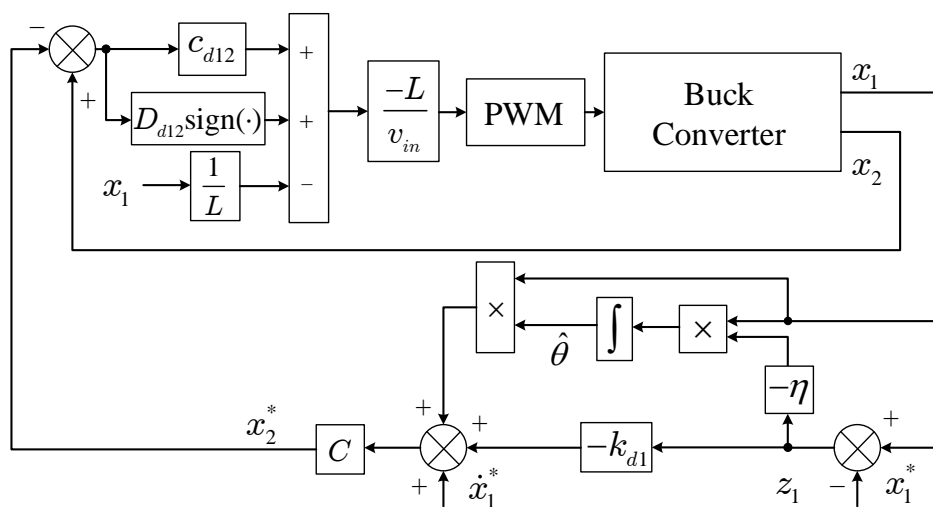


图 2-4 DA 控制策略的控制结构
Fig.2-4 The control structure of DA

$$\begin{aligned}\hat{d} &= \zeta - Fx, \\ \dot{\zeta} &= F(Ax + Bu_{av} + \hat{d}),\end{aligned}\tag{2-29}$$

其中 $\hat{d} = [\hat{d}_1, \hat{d}_2]^T$ 是 d 的估计值, $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2]^T$ 是观测器的内部状态变量,

$$F = \begin{bmatrix} -f_{11} & 0 \\ 0 & -f_{22} \end{bmatrix},$$

如果 f_{11} 和 f_{22} 是正数, 那么 F 是 Hurwitz 矩阵。根据式 (2-8) 和 (2-29) 可得

$$\begin{aligned}\dot{\hat{d}} &= \dot{\zeta} - F\dot{x} \\ &= F(Ax + Bu_{av} + \hat{d}) - F(Ax + Bu_{av} + d) \\ &= -F\tilde{d},\end{aligned}\tag{2-30}$$

其中 $\tilde{d} = d - \hat{d}$ 是估计误差。

利用 (2-30), 可以得到 \tilde{d} 的导数,

$$\dot{\tilde{d}} = \dot{d} + F\tilde{d},\tag{2-31}$$

其解为

$$\tilde{d} = e^{Ft}\tilde{d}_0 + \int_0^t e^{F(t-\tau)}\dot{d}(\tau)d\tau,\tag{2-32}$$

其中 \tilde{d}_0 是 \tilde{d} 的初始值。

假设 $\|d\| \leq \phi$ 以及 $\|\dot{d}\| \leq \varsigma$, 根据引理 2.1 可得,

$$\begin{aligned}\|\tilde{d}\| &= \|e^{Ft}d_0\| + \left\| \int_0^t e^{F(t-\tau)}\dot{d}(\tau)d\tau \right\| \\ &\leq \|e^{Ft}\| \|d_0\| + \int_0^t \|e^{F(t-\tau)}\| \|\dot{d}(\tau)\| d\tau \\ &\leq \epsilon\phi e^{\frac{\lambda_{\max}(F)}{2}t} + \epsilon\varsigma \frac{2}{\lambda_{\max}(F)} (e^{\frac{\lambda_{\max}(F)}{2}t} - 1) \\ &\leq \epsilon\phi - \epsilon\varsigma \frac{2}{\lambda_{\max}(F)}.\end{aligned}\tag{2-33}$$

因此, 可以得估计误差是最终有界的。

2.4.2 基于扰动观测器的单环控制策略设计

根据 (2-6), 对 (2-9) 进行求导可得,

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2}{C} + d_1 - \dot{x}_1^*.\tag{2-34}$$

对系统 (2-34), 构建如下的李雅普诺夫函数,

$$V_{s21} = \frac{1}{2}z_1^2. \quad (2-35)$$

式 (2-35) 导数为,

$$\dot{V}_{s21} = z_1\left(\frac{\dot{x}_2}{C} + d_1 - \dot{x}_1^*\right). \quad (2-36)$$

基于 (2-36), 可以设计如下的虚拟控制 α_2 , 并定义误差变量 z_2 ,

$$\alpha_2 = -k_{s21}z_1 + \dot{x}_1^* - \hat{d}_1, \quad (2-37)$$

$$z_2 = \frac{x_2}{C} - \alpha_2, \quad (2-38)$$

其中 k_{s21} 是一个正的常数。式 (2-36) 可以写成,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s21} &= z_1(-k_{s21}z_1 + \dot{x}_1^* - \hat{d}_1 + d_1 - \dot{x}_1^* + z_2) \\ &= -k_{s21}z_1^2 + z_1z_2 + z_1\tilde{d}_1. \end{aligned} \quad (2-39)$$

根据 (2-7) 和 (2-38), 可以得到 z_2 的导数,

$$\dot{z}_2 = -\frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} + \frac{d_2}{C} - \dot{\alpha}_2. \quad (2-40)$$

构造如下的李雅普诺夫函数,

$$V_{s22} = V_{s21} + \frac{1}{2}z_2^2. \quad (2-41)$$

利用 (2-39) 和 (2-40), 对式 (2-41) 求导可得,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s22} &= -k_{s21}z_1^2 + z_1z_2 + z_1\tilde{d}_1 + z_2\dot{z}_2 \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_2\left(z_1 - \frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} + \frac{d_2}{C} - \dot{\alpha}_2\right) + z_1\tilde{d}_1. \end{aligned} \quad (2-42)$$

设计 u_{av} 为,

$$u_{av} = \frac{LC}{v_{in}}\left(-z_1 + \frac{x_1}{LC} + \dot{\alpha}_2 - k_{s22}z_2 - \frac{\hat{d}_2}{C}\right), \quad (2-43)$$

其中 k_{s22} 是正的常数。

将式 (2-43) 代入 (2-42), 式 (2-42) 可以写成,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s22} &= -k_{s11}z_1^2 - k_{s22}z_2^2 + z_1\tilde{d}_1 + z_2\frac{\tilde{d}_2}{C}, \\ &= z^T \begin{bmatrix} -k_{s21} & 0 \\ 0 & -k_{s22} \end{bmatrix} z + z^T \tilde{d}', \end{aligned} \quad (2-44)$$

其中 $z = [z_1, z_2]^T$ 以及 $\tilde{d}' = [\tilde{d}_1, \frac{\tilde{d}_2}{C}]^T$. 因为估计误差 \tilde{d} 是有界的, 那么 \tilde{d}' 也是有界的。不失一般性, 假设 $\|\tilde{d}'\| \leq \varrho$ 。

进一步，可以得到，

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s22} &\leq -z^T \begin{bmatrix} k_{s11} & 0 \\ 0 & k_{s22} \end{bmatrix} z + \|z^T\| \|\tilde{d}'\| \\ &\leq -\min\{k_{s11}, k_{s22}\} \|z\|^2 + \|z\| \varrho \\ &= -\|z\| (\min\{k_{s11}, k_{s22}\} \|z\| - \varrho). \end{aligned} \quad (2-45)$$

因此 z 也是最终有界的，即，

$$\|z\| \leq \frac{\varrho}{\min\{k_{s11}, k_{s22}\}}. \quad (2-46)$$

SDOB 控制策略的控制结构图如图2-5所示。

2.4.3 基于扰动观测器的双环控制策略设计

2.4.3.1 外环设计

利用 (2-6) 和 (2-9)，外环的动态可以写成，

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2^*}{C} + d_1 - \dot{x}_1^*. \quad (2-47)$$

基于扰动观测器，设计复合控制器，

$$x_2^* = C(-k_{d2}z_1 + \dot{x}_1^* - \hat{d}_1), \quad (2-48)$$

其中 k_{d2} 是正的常数， \hat{d}_1 是 d_1 的估计值，可以根据 (2-29) 设计。

值得注意的是，扰动观测器的使用方式在单环控制结构和双环控制结构是不

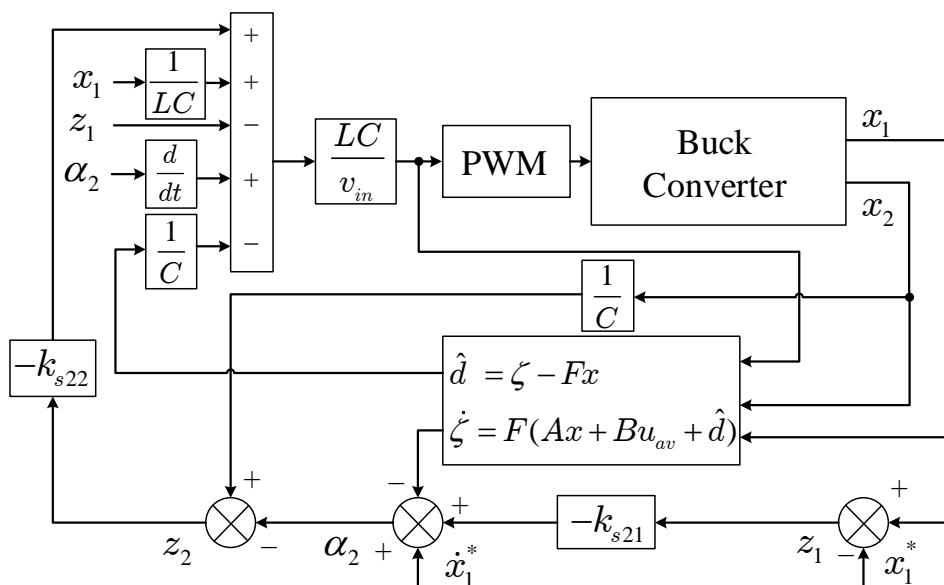


图 2-5 SDOB 控制策略的控制结构
Fig.2-5 The control structure of SDOB

同的。在单环控制结构中， d_1 和 d_2 是被同时估计的，但是双环控制结构中，需要在内环和外环分别设计扰动观测器估计 d_1 和 d'_2 。

利用式 (2-48)，外环动态变成，

$$\dot{z}_1 = -k_{d2}z_1 + \tilde{d}_1, \quad (2-49)$$

其解为

$$z_1 = e^{-k_{d2}t} z_{10} + \int_0^t e^{-k_{d2}(t-\tau)} \tilde{d}_1(\tau) d\tau, \quad (2-50)$$

其中 z_{10} 是 z_1 的初始状态。从式 (2-32) 不难看出 z_1 式最终有界的。

2.4.3.2 内环设计

利用式 (2-7)，内环的误差动态方程可以表示为，

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L} u_{av} + d'_2, \quad (2-51)$$

其中 $d'_2 = d_2 - \dot{x}_2^*$ 。设计扰动观测器估计扰动 d'_2 ，

$$\begin{aligned} \hat{d}'_2 &= \xi_2 + f_2 \tilde{x}_2, \\ \dot{\xi}_2 &= -f_2 \left(-\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L} u_{av} + \hat{d}'_2 \right), \end{aligned} \quad (2-52)$$

其中 \hat{d}'_2 是 d'_2 的估计值， f_2 是一个正常数， ξ_2 是观测器的内部状态变量。扰动观测器的稳定性分析过程和 2.4.1 小节类似。观测误差 $\tilde{d}'_2 = d'_2 - \hat{d}'_2$ 满足 $\|\tilde{d}'_2\| \leq \varpi$ 。下面，利用 \hat{d}'_2 设计滑模控制器保障电感电流跟踪其期望值。对式 (2-25) 进行求导可得，

$$\dot{V}_{d22} = \tilde{x}_2 \left(-\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L} u_{av} + d'_2 \right), \quad (2-53)$$

其中 $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$ 是滑模变量。

根据式 (2-53) 设计如下的滑模观测器，

$$u_{av} = -\frac{L}{v_{in}} (c_{d22} \tilde{x}_2 + D_{d22} \text{sign}(\tilde{x}_2) - \frac{x_1}{L} + \hat{d}'_2), \quad (2-54)$$

其中 c_{d22} 是正的常数， D_{d22} 满足 $D_{d22} \geq \varpi$ 。利用 (2-54)，李雅普诺夫函数的导数可以写成，

$$\begin{aligned} \dot{V}_{d22} &= \tilde{x}_2 (-c_{d22} \tilde{x}_2 - D_{d22} \text{sign}(\tilde{x}_2) + \tilde{d}'_2) \\ &\leq -c_{d22} \tilde{x}_2^2 - D_{d22} |\tilde{x}_2| + \varpi \tilde{x}_2 \leq 0. \end{aligned} \quad (2-55)$$

这意味着电感电流可以在有限时间跟踪其期望值。DDO控制策略的控制结构图如图 2-6 所示。

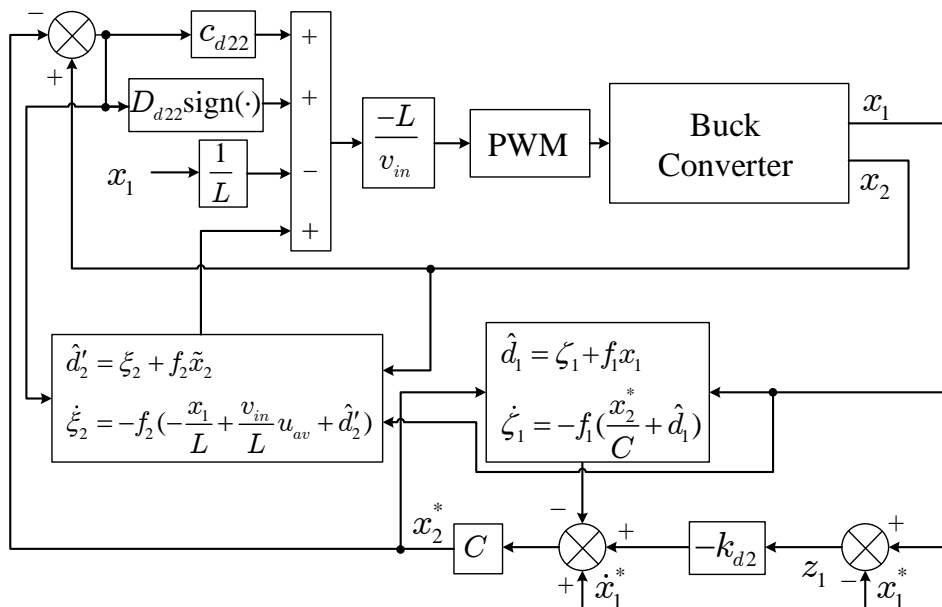


图 2-6 DDOB 控制策略的控制结构
Fig.2-6 The control structure of DDOB

2.5 控制策略分析

在2.3小节，针对标称系统分别设计了 SA 和 DA 控制策略来调节输出电压。然而，在一些实际情况，电感和电容的理论值和实际值可能不一致。因此，在2.4小节，针对不确定性系统分别设计了 SDOB 和 DDOB 控制策略来调节输出电压。尽管，SA 和 SDOB 控制策略都是基于单环控制结构设计的，但是本章所设计的单环控制结构不同于传统的控制结构，传统的控制结构只需要测量输出电压，如图2-1 a)所示。本章所设计的单环控制结构利用了中间变量来协助完成主要的控制目标，因此类似于双环控制结构的思想。

另一方面，在2.3小节，分别在单环和双环的电压调节环中设计了自适应控制器。在电压调节环中，变量 x_2^* 作为外环的最终控制信号为内环提供参考信号。然而，在单环控制结构中，变量 x_2 不是最终的控制信号，而是需要一个误差信号来补偿 x_2 。尽管这两种控制策略都使用了 x_2 ，但是他们的使用的方式不同。双环控制结构要求 x_2 响应速度远大于 x_1 的响应速度，而单环控制结构不需要满足这个条件，但是需要增加一个误差变量。在2.4小节，采用扰动观测器来估计系统的不确定性和扰动，以此来提高系统的抗扰动能力。基于扰动观测器，分别设计了单环控制策略和双环控制策略来调节输出电压。单环控制结构不能够保证电压调节误差收敛到零，但是基于最终有界理论^[106]，调节误差最终有界也能够满足实际工程的要求。对于双环控制结构，在电压调节环中基于扰动观测器设计了一个比例控制器来调节电压，调节误差也不能最终收敛到零。但是在电流跟踪环中，设

计了一个滑模控制器来保证电感能够渐进跟踪其期望值。

2.6 实验结果

本小节,将通过实验来对比分析所提四种方法各自的优点和缺点。DC-DC Buck 变流器的实验平台如图2-7所示。采用 dSPACE 1202 作为数字控制器执行所提的四种控制策略。Buck 电路的电路参数和控制参数分别如表 2-1和2-2所示。实验将在负载变化和参考电压的情况下,验证四种控制策略的电压调节能力。为了能够更好的展示四种算法的优越性,经典的双环 PI 控制策略也将被执行,其控制结构如图2-8所示。

2.6.1 负载电阻变化

在本次实验中,参考电压设置为 15V,将负载电阻从 20 Ω 变到 10 Ω 。PI 和所提控制策略的输出电压的动态响应分别如图2-9 a)和2-10所示。从图2-9 a)和2-10可以看出在即使负载电阻变化的情况下,所有的控制策略都能够将输出电压调节至 15V。表 2-3展示了当负载电阻发生变化时,所有控制策略的电压降和恢复时间。从图 2-9 a) 和 2-10,可以看出,相比于所提的控制策略,当负载电阻发生变化时 PI 控制策略的调整时间最长。SA 控制策略拥有最快的恢复时间只需要 15ms。相比于 SA 控制策略,DA 控制策略的电压降较小,但是动态响应较慢。值得注意的是,DA 控制策略是所有控制策略中,电压降最小的策略。相比于 SA 和 DA 控制策略,SDOB 控制策略不仅动态响应较慢,而且恢复时间也较长。此外,DDOB 控制策略在所提四种方法中响应速度最慢。所有控制策略的静态性能如表2-4所示。可以看

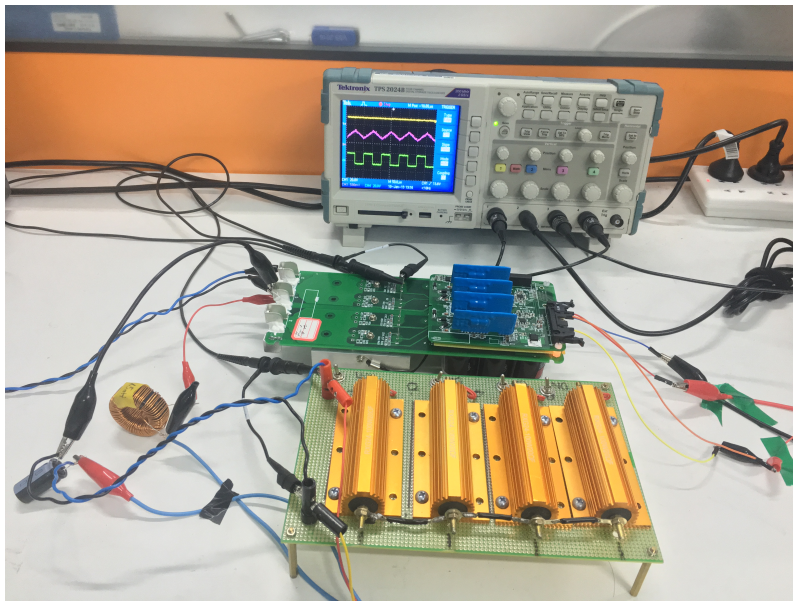


图 2-7 DC-DC Buck 变流器的实物照片
Fig.2-7 Laboratory prototype of the converter

表 2-1 Buck 变流器的电路参数

Table2-1 Nominal Parameters of the buck converter

名称	符号	数值	单位
开关频率	f_{sw}	10	kHz
电感	L	$1.5 \cdot 10^{-3}$	H
电容	C	$2.2 \cdot 10^{-3}$	F
负载电阻	R	$20 \rightarrow 10$	Ω
输入电压	v_{in}	30	V
参考电压	x_1^*	$15 \rightarrow 12$	V

表 2-2 各控制策略的控制参数

Table2-2 Control parameters of the proposed control strategies

控制策略	控制参数	
SA 控制策略	$\eta = 1200, k_{s11} = 150, k_{s12} = 200$	
DA 控制策略	外环	$k_{d1} = 2.6, \eta = 120$
	内环	$c_{d1} = 500, D_{d12} = 0.05$
SDOB 控制策略	$f_{11} = 300, f_{12} = 300, k_{s12} = 50, k_{s22} = 1500$	
DDOB 控制策略	外环	$f_1 = 10, k_{d2} = 2.5$
	内环	$f_2 = 50, c_{d22} = 300, D_{d22} = 0.05$

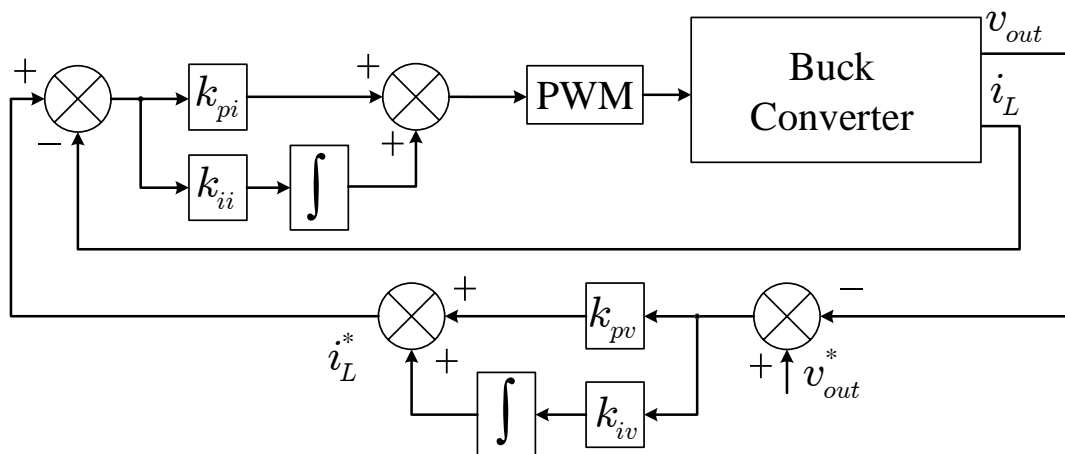


图 2-8 双环 PI 控制结构图
Fig.2-8 The control structure of PI

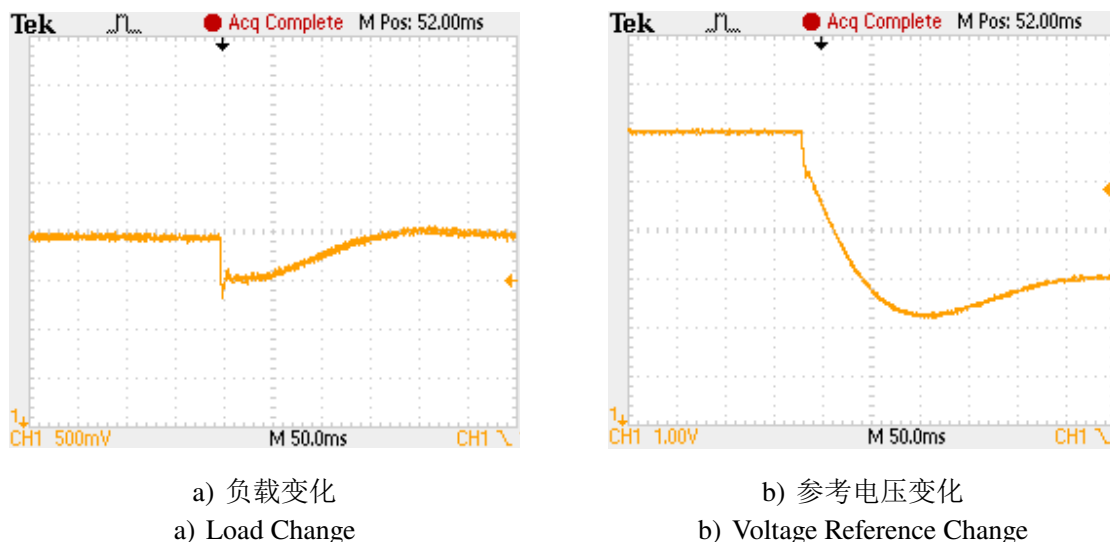


图 2-9 双环 PI 控制策略下的输出电压动态
Fig.2-9 Output voltage of PI control strategy

出，相对于其它控制策略，DDOB 控制策略展现出最好的静态性能。

需要指出的是当负载电阻发生变化时，基于标称系统设计的 SA 和 DA 控制策略的电压降要比基于不确定性系统设计的 SDOB 和 DDOB 控制策略的电压降小。主要原因时，SA 和 DA 控制策略采用自适应率去补偿 $\theta = \frac{1}{RC}$ ，然而 SDOB 和 DDOB 控制策略需要用扰动观测器去估测 $d_1 = -\frac{\Delta C x_2}{C(C+\Delta C)} - \frac{x_1}{R(C+\Delta C)}$ 。当负载发生变化时，主要的变化因素是 R 。因此，当负载变化时，最好的补偿方式是仅补偿 R ，而不是 d_1 。从这个角度可以看出自适应控制策略比基于扰动扰动观测的控制策略，输出电压性能更好。

将电感和电容值的分别设置为 $\pm 20\%$ ，即第一组实验电感和电容值分别为： $\bar{L} = L + 20\%L$ ， $\bar{C} = C + 20\%C$ 和第二组实验电感和电容值分别为： $\bar{L} = L - 20\%L$ ，

$\bar{C} = C - 20\%C$ ，来验证基于不确定性系统设计的 SDOB 和 DDOB 控制策略的鲁棒性。从图 2-10 c)和2-10 d)可以看出，不论电感和电容如何变化，输出电压的动态都和使用正常值的动态基本一致。这就意味着 SDOB 和 DDOB 控制策略对系统参数变化不敏感。

2.6.2 参考电压变化

在本次实验中，参考电压将从 15 V 变到 12 V，负载电阻 20 Ω 保持不变。控制参数和第一次实验一样保持不变。图2-9 b) 和 2-12分别为 PI 控制策略和所提控制策略的输出电压动态。可以看出，当参考电压指令发生变化时，所有控制策略都能最终将输出电压从 15 V 调节至 12 V。但是他们展现出不同的动态性能。在所有控制策略中，PI 控制策略需要最长的调整时间，而且其电压超调较大。SA 控制策略的调整时间最短，但是在所提四种控制策略中它的电压超调最大。相比于 SA 控制策略，DA 策略拥有较小的电压超调，但是它需要更长的时间调节输出电压到其新的参考电压。SDOB 控制策略没有出现电压超调，而且其调整时间也很短。然而，DDOB 控制策略不但电压超调较大，而且其调整时间也很长。

因此，依据不同工业应用需求，我们可以选择或切换不同的控制策略从而得到最适合当前应用的输出电压。例如，一些应用场合需要变换器在负载变化时有较快的调制时间，那么 SA 控制策略可能就是比较适合的控制策略。

2.7 本章小结

本章研究了 DC-DC Buck 变流器的输出电压的调节问题。分别建立了 Buck 变流器的标称系统模型和不确定性系统模型。然后基于标称系统，设计了 SA 和 DA 控制策略，基于不确定性系统设计了 SDOB 和 DDOB 控制策略，并分析讨论了它

表 2-3 当负载电阻发生变化时，各控制策略的电压降和恢复时间
Table2-3 The detailed results of the control strategies when load changes

控制策略	电压降 (mV)	恢复时间 (ms)
SA 控制策略	650	15
DA 控制策略	500	70
SDOB 控制策略	750	65
DDOB 控制策略	740	150
PI 控制策略	700	160

表 2-4 当负载电阻发生变化时, 各控制策略的静态性能
Table2-4 The static performance of different control strategies

控制策略	平均误差	均方差	方差
SA 控制策略	0.1450	0.1463	3.9224×10^{-4}
DA 控制策略	0.2039	0.2045	2.4150×10^{-4}
SDOB 控制策略	0.1575	0.1586	3.4301×10^{-4}
DDOB 控制策略	0.1400	0.1412	3.3382×10^{-4}
PI 控制策略	0.1661	0.1672	3.5580×10^{-4}

表 2-5 当参考电压发生变化时, 各控制策略的动态性能
Table2-5 The dynamic performance of the control strategies when reference voltage changes

控制策略	电压超调 (mV)	调整时间 (ms)
SA 控制策略	900	30
DA 控制策略	400	120
SDOB 控制策略	0	60
DDOB 控制策略	600	80
PI 控制策略	800	260

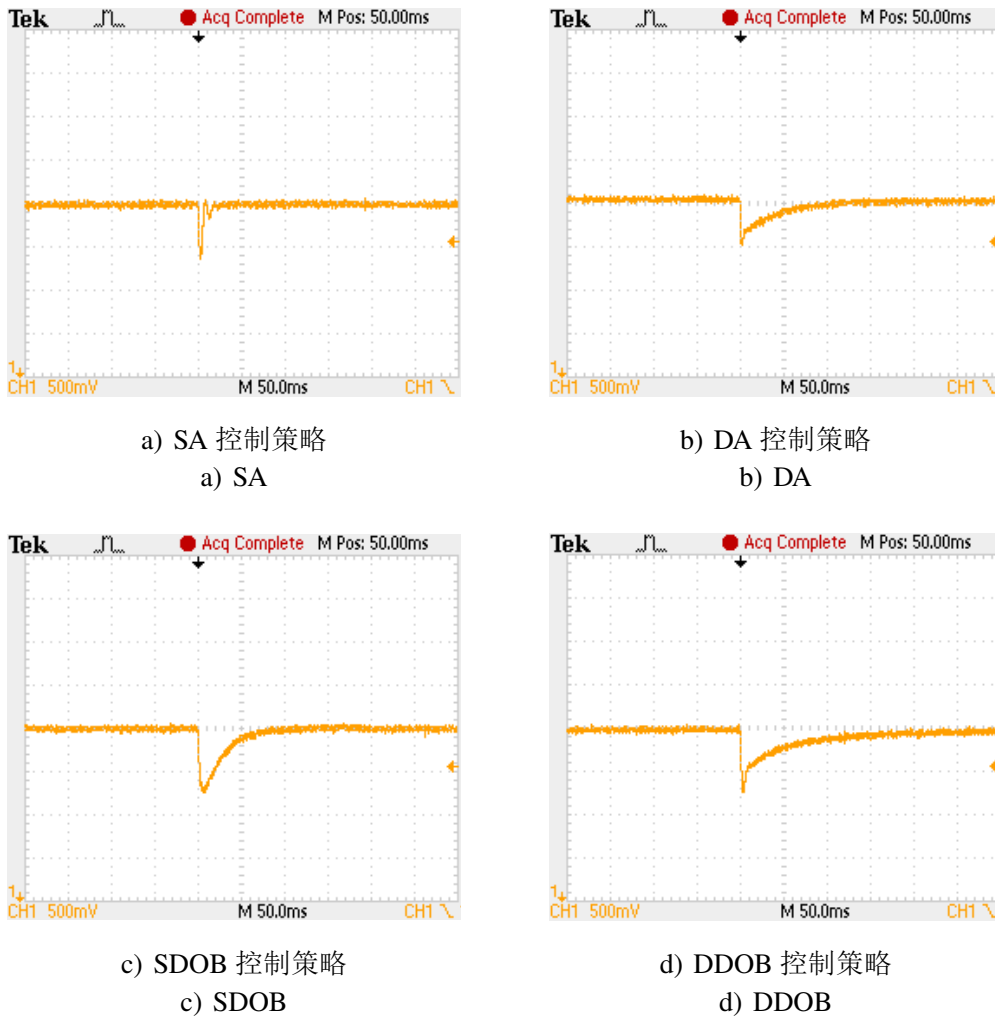


图 2-10 四种控制策略下的输出电压动态 (500 mV/div)

Fig.2-10 Output voltage (500 mV/div) of the four control strategies when load changes

们的特点。最后通过实验进一步分析对比了所设计的四种控制策略分别在负载电阻和参考电压变化情况下输出电压的动态和静态性能。SA 控制策略不论在负载电压变化或参考电压变化的情况下，输出电压响应速度都是最快的。当负载电阻突变的情况下，DA 控制策略输出电压的电压降最小。SDOB 控制策略在参考电压发生变化时，输出电压没有超调。DDOB 控制策略的输出电压的静态性能较好。

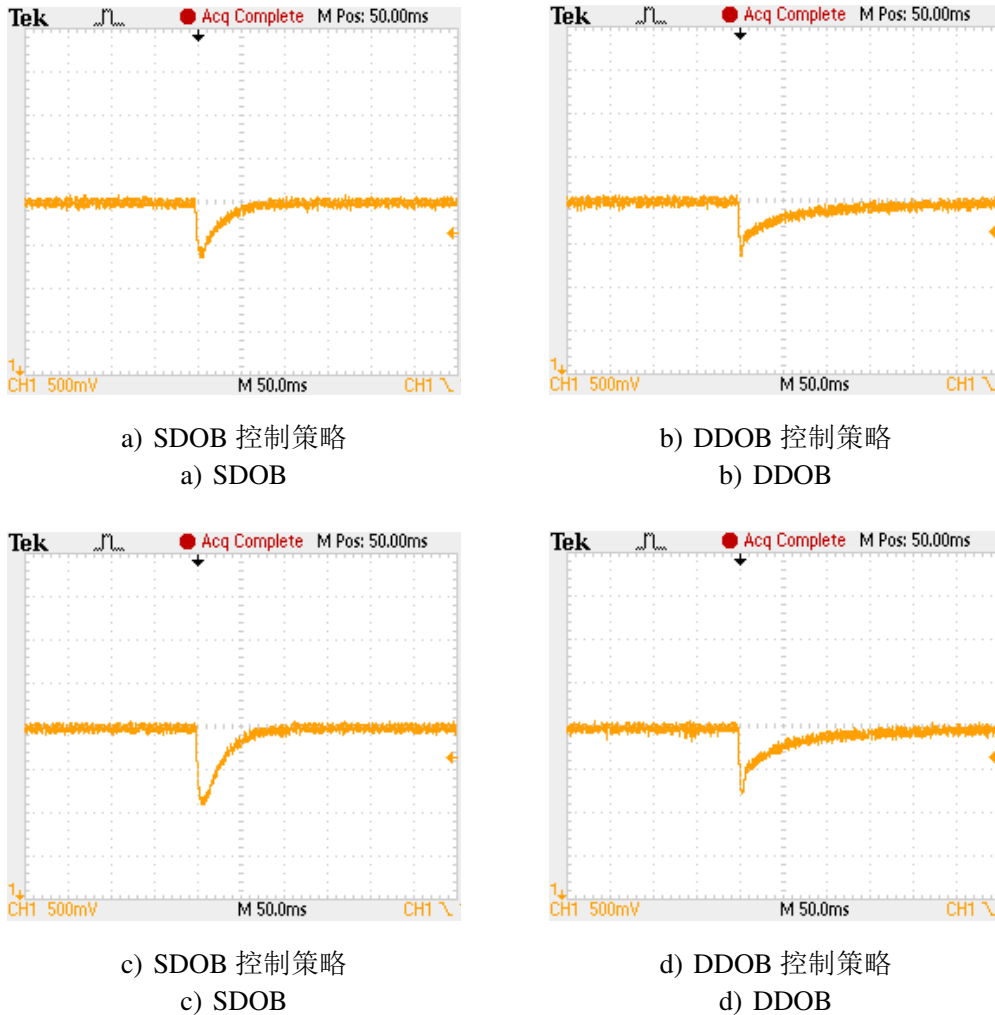
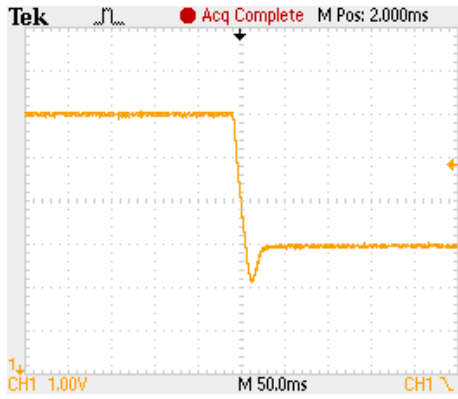
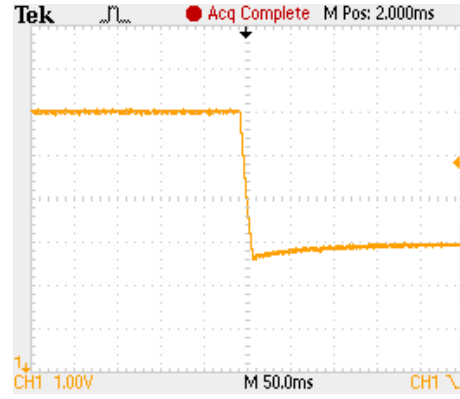


图 2-11 在电感和电容变化的情况下四种控制策略的输出电压动态 (500 mV/div) (a) SDOB 控制策略电感和电容值 +20%, (b) 控制策略电感和电容值 +20%, (c) SDOB 控制策略电感和电容值-20%, and (d) DDOB 控制策略电感和电容值-20%

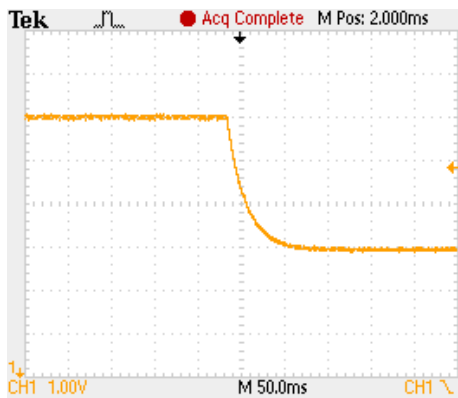
Fig. 2-11 Output voltage of SDOB and DDOB control strategies under variations of inductor and capacitor, i.e., (a) +20% variations of inductor and capacitor using SDOB strategy, (b) +20% variations of inductor and capacitor using DDOB strategy, (c) -20% variations of inductor and capacitor using SDOB strategy, and (d) -20% variations of inductor and capacitor using DDOB strategy



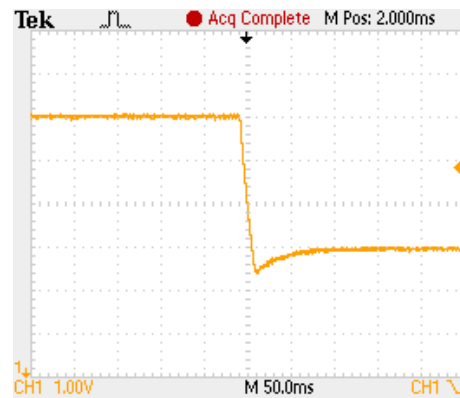
a) SA 控制策略
a) SA



b) DA 控制策略
b) DA



c) SDOB 控制策略
c) SDOB



d) DDOB 控制策略
d) DDOB

图 2-12 四种控制策略下的输出电压动态 (500 mV/div)

Fig.2-12 Output voltage (500 mV/div) of the four control strategies when load changes

第3章 三相两电平整流器的自适应 H_∞ 控制策略研究

3.1 引言

整流器是把交流电转换成直流电的装置。传统整流器通常包括以二极管作为开关管的不控整流和晶闸管作为开关管的相控整流。前者成本低、结构简单，但直流侧输出电压值不可控且纹波较大，交流侧电流总谐波畸变率高。以晶闸管作为开关管的整流器，虽然可以通过改变晶闸管导通角来控制直流侧输出电压值的大小，但是在运行过程中仍然向电网注入大量谐波和无功功率，导致交流侧功率因数偏低^[107,108]。随着半导体开关器件的进步，以全控型器件作为开关管的整流器的诞生，有效的解决了将交流电转换为直流电的问题，同时也推动了 PWM 调制技术的发展，20 世纪 80 年代国外学者基于以全控型的整流器提出了 PWM 整流器的观点。相比与传统的整流器，PWM 整流器具有功率因数可调，交流侧波形正弦化程度高、谐波含量低，直流侧电压稳定可调和可双向流动等优点。当系统采用合适的控制策略时，PWM 整流器可以根据应用需求在四象限内运行，因此被广泛应用于有源滤波、超导储能、无功补偿装置、交流电机调速控制和新能源并网发电等。

三相两电平并网整流器是 PWM 整流器中最常见的拓扑之一，其主拓扑结构相对简单成本较低，因此其控制策略的研究受到国内外学者的广泛关注。三相两电平整流器的控制策略通常采用双闭环控制策略，外环为电压调节环控制直流侧输出电压，内环为电流或者功率追踪环保证电流和功率跟踪其期望值^[109]。本章将以三相两电平电压源型 PWM 整流器作为研究对象，在同步旋转坐标系下，采用双环控制结构，内外环分别利用自适应控制和 H_∞ 控制技术设计控制策略提高三相两电平整流器性能。

3.2 三相两电平并网整流器的模型

三相两电平整流器的电路图如图 3-1 所示，其包括三相电源 e_i , $i = a, b, c$ ，滤波电感 L 及其寄生电阻 r ，开关器件 VT_i , $i = \{1, 2, \dots, 6\}$ ，直流侧电容 C 和负载电阻 R_L 。定义切换函数 $\sigma = [\sigma_a \ \sigma_b \ \sigma_c]^T$ ，其值取为 $\{-1, +1\}$ 。当 $\sigma_a = 1$ 时，意味着上桥臂的开关器件是闭合的，同时下桥臂的开关器件是断开的；当 $\sigma_a = -1$ 时，意味着上桥臂的开关器件是断开的，同时下桥臂的开关器件是闭合的。

电感电流和电容电压的动态方程在 dq 同步旋转坐标系下可表示为^[133]，

$$\dot{i}_{dq}(t) = -\frac{r}{L}i_{dq}(t) - J\omega i_{dq}(t) + \frac{e_{dq}}{L} - \frac{1}{L}u_{dq}v_{dc}(t), \quad (3-1)$$

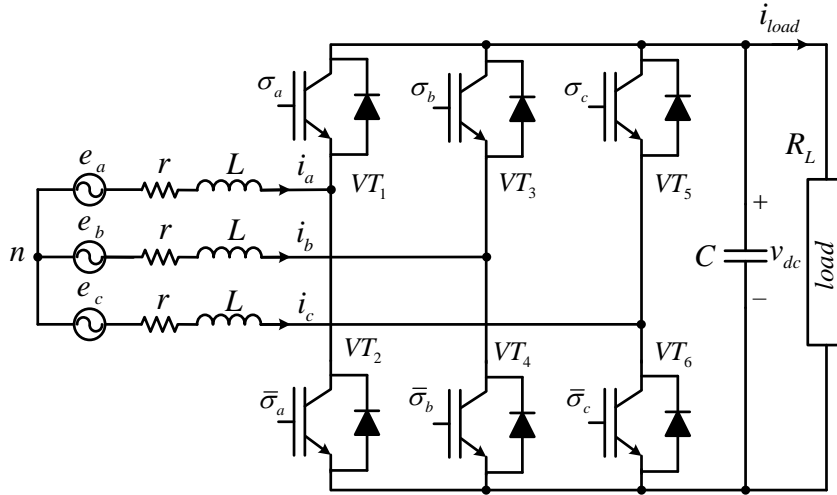


图 3-1 三相两电平并网整流器电路原理图

Fig.3-1 The working principle diagram of three-phase two-level grid-connected rectifier

$$\dot{v}_{dc}(t) = -\frac{1}{R_L C} v_{dc}(t) + \frac{1}{C} u_{dq}^T(t) i_{dq}(t), \quad (3-2)$$

其中 $i_{dq}(t) = M_{abc}^{dq} i_{abc}(t) = [i_d(t), i_q(t)]^T$, $e_{dq} = M_{abc}^{dq} e_{abc} = [e_d, e_q]^T$, $u_{dq}(t) = M_{abc}^{dq} \sigma = [u_d(t), u_q(t)]^T$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, 矩阵 M_{abc}^{dq} 是转移矩阵。

为方便控制策略的设计, 给出下面的定义和引理^[110]。

定义 3.1 对于定常数 $\gamma > 0$ 和系统

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B\omega(t), \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (3-3)$$

其中 $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $y(t)$ 和 $\omega(t) \in L_2[0, \infty)$ 分别表示状态变量, 控制输出和扰动输入, A, B 和 C 为相应适当维数的矩阵, 如果对于 $x(0) = 0$ 满足

$$\int_0^{+\infty} y^T(t)y(t)dt \leq \gamma^2 \int_0^{+\infty} \omega^T(t)\omega(t)dt. \quad (3-4)$$

那么系统具有 H_∞ 性能界 γ 。

引理 3.1 对于适当维数矩阵 M 和 S , 如果它们满足

$$M^T S + M S^T < 0,$$

那么当且仅当存在正数 κ 使得

$$\kappa M^T M + \frac{1}{\kappa} S^T S < 0.$$

3.3 控制策略设计

基于上小节变换器的动态方程，本章将设计一个具有双环控制结构的控制策略实现下面的控制目标：

- 1) 在外环设计一个自适应控制器调节直流侧的输出电压并为内环提供电流指令。
- 2) 在内环设计一组 H_∞ 控制器使得 $i_q(t)$ 和 $i_d(t)$ 能够跟踪其期望值 i_q^* 和 i_d^* 。

3.3.1 自适应电压控制器设计

本小节，将设计一个自适应控制器调节输出电压。为了能够方便控制器的设计，首先给出下面的假设：

- **假设 3.1** ^[111] 等效负载电阻 R_L 被看作系统的未知扰动。假设 R_L 是一个缓慢变化的扰动（可能是一个常数或阶跃变化的数。）
- **假设 3.2** ^[111] 对于系统 (3-1) 和 (3-2)，假设 i_{dq} 响应速度远快于输出电压的 v_{dc} 的响应速度。

基于假设 3.2，系统 (3-2) 可以表示为：

$$v_{dc}(t)\dot{v}_{dc}(t) = -\frac{1}{R_L C}v_{dc}^2(t) + \frac{1}{C}v_{dc}(t)u_{dq}^T(t)i_{dq}^*(t). \quad (3-5)$$

进一步 (3-5) 可表示为如下的状态方程：

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \frac{1}{C}p^* - \rho x_1(t), \\ y_1(t) &= x_1(t), \end{aligned} \quad (3-6)$$

其中 $x_1(t) = \frac{1}{2}v_{dc}^2(t)$ 是状态变量， $p^* = v_{dc}u_{dq}^T i_{dq}^*$ 是控制输出， $y_1(t)$ 是控制输出， $\rho = \frac{2}{R_L C}$ 是一个未知的参数。

那么外环的控制目标可转化为，设计一个自适应控制器使得 $x_1(t)$ 能够跟踪其期望值 $x_1^* = \frac{1}{2}(v_{dc}^*)^2$ ，其中 v_{dc}^* 是参考输出电压。

定理 3.1 针对系统 (3-6)，设计如下自适应控制器

$$p^* = ke_1(t) + Cx_1(t)\hat{\rho}(t), \quad (3-7)$$

其中 k 是正的常数， $e_1(t) = x_1^* - x_1(t)$ 是电压调节误差， $\hat{\rho}(t)$ 是自适应率，其表达式如下，

$$\dot{\hat{\rho}}(t) = \eta x_1(t)e_1(t), \quad (3-8)$$

其中 η 是正的常数，那么控制输出可以渐进追踪其参考值 x_1^* ，也就是自适应控制器 (3-7) 能够调节输出电压至其期望值。

证明 定义 $\tilde{\rho}(t) = \hat{\rho}(t) - \rho$ ，根据假设 3.1，可以得到：

$$\dot{\hat{\rho}}(t) = \dot{\tilde{\rho}}(t). \quad (3-9)$$

构造如下的李雅普诺夫函数，

$$V_1(t) = \frac{1}{2}e_1^2(t) + \frac{1}{2\eta}\tilde{\rho}^2(t). \quad (3-10)$$

进一步，李雅普诺夫函数 (3-10) 的导数为：

$$\dot{V}_1(t) = e_1(t)\dot{e}_1(t) + \frac{1}{\eta}\tilde{\rho}(t)\dot{\tilde{\rho}}(t). \quad (3-11)$$

根据式 (3-6), (3-7), (3-8) 和 (3-9)，可以得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(t) &= e_1(t)\left(-\frac{1}{C}p^* + \rho x_1(t)\right) + \frac{1}{\eta}\tilde{\rho}(t)\dot{\tilde{\rho}}(t) \\ &= -\frac{1}{C}e_1(t)(ke_1(t) + Cx_1(t)\hat{\rho}(t)) + e_1(t)x_1(t)\rho \\ &\quad + \frac{1}{\eta}\tilde{\rho}(t)\eta x_1(t)e_1(t) \\ &= -\frac{1}{C}ke_1^2(t). \end{aligned} \quad (3-12)$$

因此，根据拉塞尔不变性定理^[112]，可以得到当 $t \rightarrow \infty$ ， $e_1(t)$ 可以收敛到 0，也就是自适应控制器 (3-7) 可以调节输出电压到其期望值。□

外环的自适应控制的结构图如图 3-2 所示。

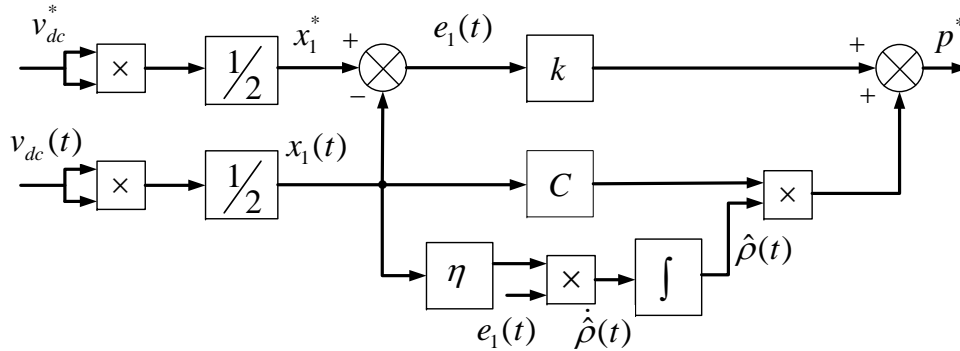


图 3-2 自适应电压控制结构
Fig.3-2 Adaptive voltage controller structure

注释 3.1 定理 3.1 设计了一个自适应控制器调节变换器的输出电压。值得注意的是，相比于文献 [111] 所设计的基于扩张观测器的二阶滑模控制器，定理 3.1 所设计的控制器不要增加额外的观测器去减小未知扰动对系统影响。自适应控制器不仅结构简单，而且可以减小处理器的计算时间，更易于在工业中应用。另一方面，相比于文献 [111] 所设计的复合控制器，自适应控制器可以让变换器获得更好的性能。

这是因为定理 3.1 把未知扰动 $p_{load} = \frac{v_{dc}^2}{R_L}$ 分解成两个部分，即未知部分 $\rho = \frac{2}{R_L C}$ 和已知部分 $x_1(t)$ 。自适应控制器只需要去补偿未知部分，而在文献 [111]，需要用扩张观测器去估测整个扰动 $p_{load} = \frac{v_{dc}^2}{R_L}$ 。

3.3.2 H_∞ 电流控制器设计

在本小节，将设计一个 H_∞ 控制器保证电流 $i_{dq}(t)$ 可以跟踪到其参考值 i_{dq}^* 。根据瞬时功率理论^[30]，电流参考值可表示为：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} &= \frac{1}{e_d^2 + e_q^2} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{e_d} \begin{bmatrix} p^* \\ -q^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3-13)$$

其中 p^* 和 q^* 分别是有功功率和无功功率的参考值。前者可由外环提供，后者可根据系统的需求进行设定。如果 q^* 设置为 0 kVar，可以保证系统功率因数为 1。

$$\varepsilon_{dq}(t) = \begin{bmatrix} \varepsilon_d(t) \\ \varepsilon_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d(t) \\ i_q^* - i_q(t) \end{bmatrix}. \quad (3-14)$$

根据 (3-2)，可以得到 ε_{dq} 的导数：

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d(t) \\ \dot{\varepsilon}_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* + \frac{r}{L}i_d(t) - \frac{e_d}{L} - \omega i_q(t) \\ i_q^* + \frac{r}{L}i_q(t) - \frac{e_q}{L} + \omega i_d(t) \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}(t)}{L} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix}. \quad (3-15)$$

下面设计如下 H_∞ 控制器保证电流跟踪误差为 0，

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L}{v_{dc}(t)}k_d\varepsilon_d(t) + \frac{e_d}{v_{dc}(t)} + \frac{L}{v_{dc}(t)}\omega i_q(t) \\ -\frac{L}{v_{dc}(t)}k_q\varepsilon_q(t) + \frac{e_q}{v_{dc}(t)} - \frac{L}{v_{dc}(t)}\omega i_d(t) \end{bmatrix}, \quad (3-16)$$

其中 k_d 和 k_q 是控制增益。

利用 (3-15) 和 (3-16)，可以得到：

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d(t) \\ \dot{\varepsilon}_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_d\varepsilon_d(t) + \omega_d(t) \\ -k_q\varepsilon_q(t) + \omega_q(t) \end{bmatrix}, \quad (3-17)$$

其中 $\omega_d(t) = i_d^* + \frac{r}{L}i_d(t)$ 和 $\omega_q(t) = i_q^* + \frac{r}{L}i_q(t)$ 。实际上，寄生电阻 r 和 i_j^* , $j \in \{d, q\}$ 通常是未知的，不能够直接用到控制器中，看作是未知外部扰动。从式 (3-17) 可以看出基于控制器 (3-16)，电流跟踪误差 $\varepsilon_d(t)$ 和 $\varepsilon_q(t)$ 是解耦的。因此，可以分别

设计控制器去控制 $i_d(t)$ 和 $i_q(t)$ 。进一步，电流跟踪误差 $\varepsilon_d(t)$ 的动态可以表示为：

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_d(t) &= -k_d \varepsilon_d(t) + \omega_d(t), \\ y_d(t) &= \varepsilon_d(t),\end{aligned}\tag{3-18}$$

其中 $y_d(t)$ 和 $\omega_d(t)$ 分别是控制输出和扰动输入。

定理 3.2 对于给定的正常数 γ_d ，如果存在两个正数 h_d 和 l_d ，使得下面的不等式成立

$$\begin{bmatrix} -2l_d & h_d & 1 \\ h_d & -\gamma_d & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_d \end{bmatrix} \leq 0,\tag{3-19}$$

那么当 $\omega_d(t) = 0$ ，闭环系统 (3-18) 是渐进稳定的，当 $\omega_d(t) \neq 0$ 闭环系统 (3-18) 具有 H_∞ 性能界 γ_d 。进一步，当上面不等式成立， H_∞ 控制器增益为 $k_d = \frac{l_d}{h_d}$ 。

证明 当 $\omega_d(t) = 0$ ，很容易找到一个正的常数 k_d 使得闭环系统 (3-18) 是渐进稳定的。

下面将证明当 $\omega_d(t) \neq 0$ ，闭环系统 (3-18) 具有 H_∞ 性能界 γ_d 。

定义 $h'_d = \gamma_d h_d$, $l'_d = \gamma_d l_d$ 和

$$T_d = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_d} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\gamma_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{\gamma_d}} \end{bmatrix}.\tag{3-20}$$

从式 (3-19), 可得,

$$\begin{aligned}T_d \begin{bmatrix} -2l_d & h_d & 1 \\ h_d & -\gamma_d & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_d \end{bmatrix} T_d^T &= \begin{bmatrix} -2l'_d & h'_d & 1 \\ h'_d & -\gamma_d^2 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ &\leq 0.\end{aligned}\tag{3-21}$$

利用 Schur 补引理，式子 (3-21) 可以表示为，

$$\begin{bmatrix} -2l'_d & h'_d \\ h'_d & -\gamma_d^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \leq 0,\tag{3-22}$$

也就是，

$$\begin{bmatrix} -2l'_d+1 & h'_d \\ h'_d & -\gamma_d^2 \end{bmatrix} \leq 0. \quad (3-23)$$

再次对式 (3-23) 利用 Schur 补引理, 不等式 (3-23) 成立, 当且仅当

$$-2l'_d + 1 + (h'_d)^2 \gamma_d^{-2} \leq 0. \quad (3-24)$$

基于式 (3-21)-(3-24), 可以看出式 (3-19) 和

$$-2l_d + 1 + h_d^2 \gamma_d^{-2} \leq 0. \quad (3-25)$$

是等价的。

另一方面, 构造下面的李雅普诺夫函数,

$$V_2(t) = h_d \varepsilon_d^2(t). \quad (3-26)$$

根据系统 (3-18), 可以得到李雅普诺夫函数的导数:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &= 2h_d \varepsilon_d(t) \dot{\varepsilon}_d(t) \\ &= -2h_d k_d \varepsilon_d^2(t) + 2h_d \varepsilon_d(t) \omega_d(t). \end{aligned} \quad (3-27)$$

利用引理 3.1, 可得

$$\dot{V}_2(t) \leq -2h_d k_d \varepsilon_d^2(t) + \gamma_d^{-2} h_d^2 \varepsilon_d^2(t) + \gamma_d^2 (\omega_d(t))^2. \quad (3-28)$$

下面针对闭环系统 (3-18), 有

$$J = \int_0^\infty (\varepsilon_d^2(t) - \gamma_d^2 (\omega_d(t))^2 + \dot{V}_2(t)) dt - (V_2(\infty) - V_2(0)). \quad (3-29)$$

利用 (3-28) 和 (3-18), 可以得到

$$\begin{aligned} J &= \int_0^\infty (y_d^2(t) - \gamma_d^2 (\omega_d(t))^2) dt \\ &\leq \int_0^\infty (-2l_d + \gamma_d^{-2} h_d^2 + 1) \varepsilon_d^2(t) dt - V_2(\infty) \\ &\leq 0, \end{aligned} \quad (3-30)$$

这就意味着闭环系统 (3-18) 具有 H_∞ 性能界 γ_d 。 \square

类似于定理 3.2, 可以得到下面的定理。

定理 3.3 针对系统

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_q(t) &= -k_q \varepsilon_q(t) + \omega_q(t), \\ y_q(t) &= \varepsilon_q(t). \end{aligned} \quad (3-31)$$

对于给定的正常数 γ_q ，如果存在两个正数 h_q 和 l_q ，使得下面的不等式成立

$$\begin{bmatrix} -2l_q & h_q & 1 \\ h_q & -\gamma_q & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_q \end{bmatrix} \leq 0, \quad (3-32)$$

那么当 $\omega_q(t) = 0$ ，闭环系统 (3-31) 是渐进稳定，当 $\omega_q(t) \neq 0$ 闭环系统 (3-31) 具有 H_∞ 性能界 γ_q 。进一步，当上面不等式成立， H_∞ 控制器增益为 $k_q = \frac{l_q}{h_q}$ 。

H_∞ 控制器的控制结构如图 3-3 所示。

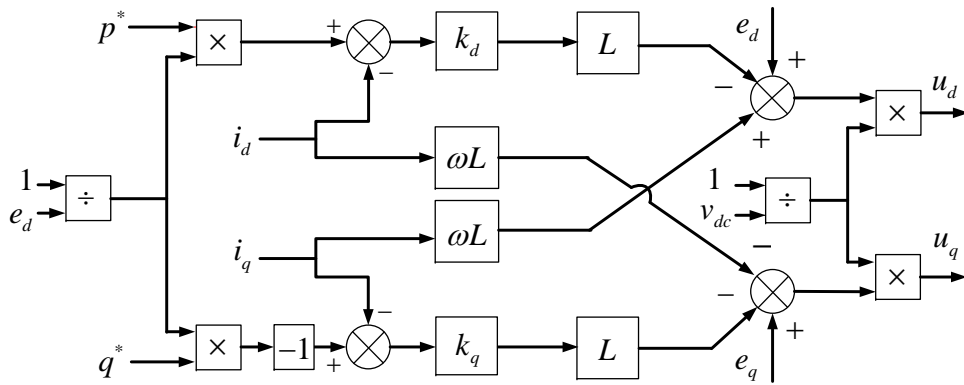


图 3-3 H_∞ 电流控制结构

Fig.3-3 H_∞ current controller structure

注释 3.2 定理 3.2 和 3.3 设计了一组 H_∞ 控制器保证电流 i_q 和 i_d 能够跟踪其参考值 i_q^* 和 i_d^* 。值得注意的是，相比于滑模和其他的控制方法， H_∞ 控制方法结构简单，其控制器增益可利用线性矩阵不等式进行求解。

注释 3.3 需要指出的是对于误差系统 (3-18)，从扰动输入 $\omega_d(t)$ 到控制输出 $y_d(t)$ 的传递函数是 $G_d(s) = (s + k_d)^{-1}$ ，也就是 $y_d(s) = G_d(s)\omega_d(s)$ 。其实， $G_d(s)$ 相当于从扰动输入 $\omega_d(t)$ 到控制输出 $y_d(t)$ 的放大倍数。 H_∞ 性能可以看作 $G_d(s) \leq \gamma_d$ ，这就意味着从扰动输入 $\omega_d(t)$ 到控制输出 $y_d(t)$ 的放大倍数小于一个正数 γ_d 。因此， H_∞ 性能指标反应了系统的抗扰动能力。 γ_d 越小，系统的抗干扰能力就越强。对于给定的 γ ，定理 3.2 和 3.3 将 H_∞ 控制问题转换成 LMI 求解问题。实际上，求解最优的 H_∞ 性能界，可以转换成下面的问题：

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \quad \gamma_j \\ \text{s.t.} \quad h_j \geq 0, \quad l_j \geq 0, \\ \begin{bmatrix} -2l_j & h_j & 1 \\ h_j & -\gamma_j & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_j \end{bmatrix} \leq 0. \end{array} \right. \quad (3-33)$$

但是,在实际工程中有时没有必要找到最优的 H_∞ 性能界,因为最小的 H_∞ 性能界一般会导致过大的控制增益。

3.4 仿真结果

在本小节,将利用两组仿真来验证所提控制策略的有效性。

电路参数如表3-1所示。第一组仿真,将所设计的自适应 H_∞ 控制策略与文献[111]ESO-SOSM的控制策略进行对比,以此来展示所提策略的优越性。第二组仿真通过仿真验证所提控制策略的电流跟踪能力,无功功率将从0 VAr变到15 kVAr。在第二组实验,将验证所提控制策略的鲁棒性。

表 3-1 电路参数

Table3-1 Parameters Used For Simulation		
符号	数值	名称与单位
f_c	$10 \cdot 10^3$	开关频率, (Hz)
R_L	$30 \rightarrow 60$	负载电阻, (Ω)
C	3300	直流侧电容, (uF)
L	2	交流侧电感, (mH)
ω	100π	电网角频率, (rad/s)
E	400	电网线电压, (V)
V_{dc}^*	750	参考电压, (V)

3.4.1 第一组仿真

第一组仿真验证所提的自适应 H_∞ 控制策略相比于 ESO-SOSM 控制策略的优越性。值得指出的是,在文献 [111] 中,已经证明 ESO-SOSM 控制策略的性能优于经典的 PI 控制。负载电阻在 $t = 0.4s$ 时空载变化到 60Ω ,然后在 $t = 0.8s$ 时,变化到 30Ω ,无功功率设置为 0 Var。它们的控制参数如表3-2所示。

两个控制策略的输入电压的动态响应如图3-4所示，可以看出两个控制策略都能调节输出电压到其参考值。但是当负载变化时，自适应控制策略不仅响应速度快而且电压超调量较小，如图3-5所示。

电流 i_{dq} 的动态响应如图3-6 和 3-7所示，两个控制策略都展现出了较好的动态性能，特别是 i_d 。可以看出 i_q 稳定在 0 A，这就意味着无功功率也稳定 0 Var，系统的功率因数为 1。

A 相输出电流 i_a 和电压的 e_a 的波形如图 3-8 和3-9所示。可发现两种控制方案都能够保证电流 i_a 和电压 e_a 是同相位的。但是自适应 H_∞ 控制策略的电流总谐波畸变 (THD) (2.04 %) 低于 ESO-SOSM 控制策略的 THD (3.32 %)，如图 3-10所示。另外，图3-11展示了自适应率响应曲线。

表 3-2 控制参数

Table3-2 Controllers Parameters

控制策略	外环	内环
自适应 H_∞ 控制策略	$\eta = 5 * 10^{-6}$ $k = 5$	$\gamma_d = \gamma_q = 0.2$ $k_d = k_q = 21.5052$
ESO-SOSM 控制测录 ^[111]	$\beta_1 = 26.4, \beta_2 = 2.64 * 10^4$ $\lambda_{dc} = 1, \alpha_{dc} = 110$	$\lambda_d = \lambda_q = 18$ $\alpha_d = \alpha_q = 120$

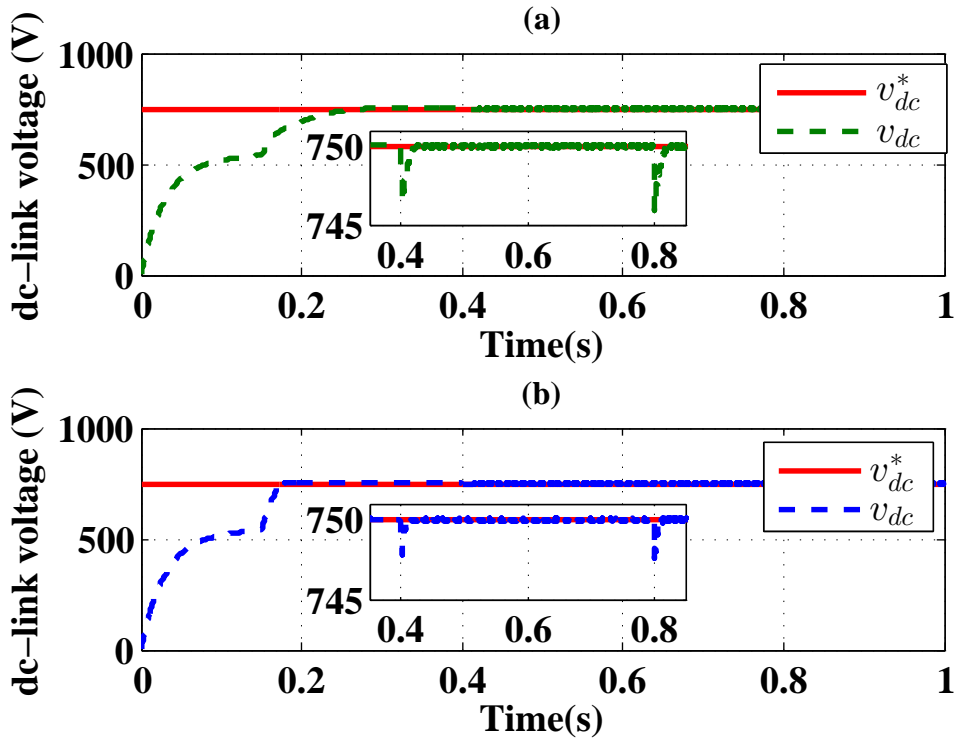


图 3-4 v_{dc} 的动态响应 (a) ESO-SOSM 控制策略, (b) 自适应 H_∞ 控制策略

Fig.3-4 Responses of output voltages v_{dc} (a) ESO-SOSM control, (b) Adaptive H_∞ control.

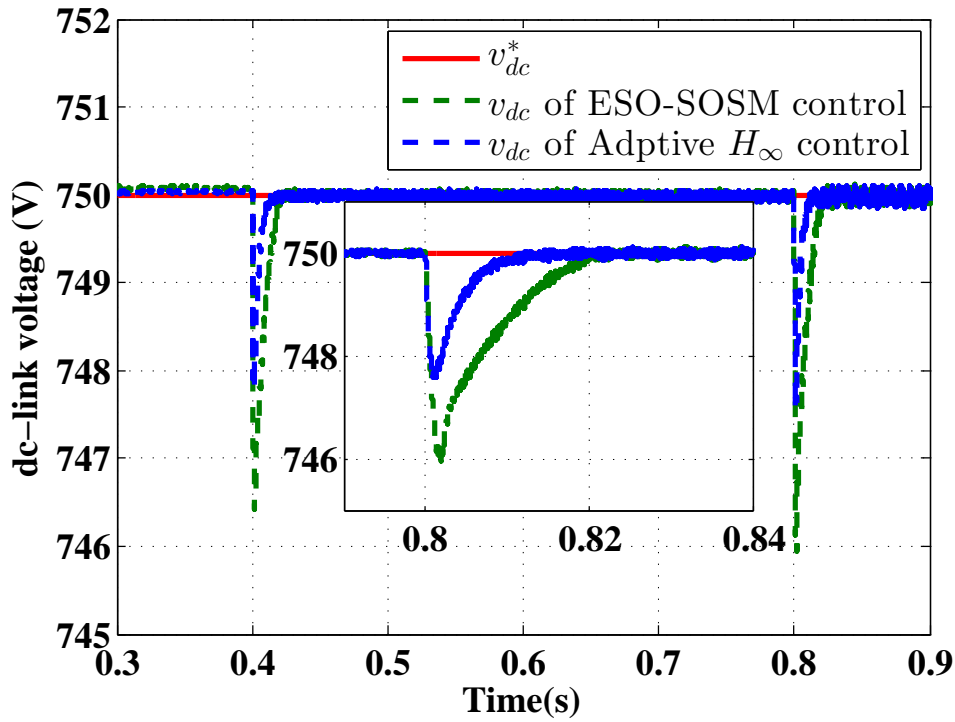


图 3-5 在负载从 R_L $0\ \Omega$ 变到 $60\ \Omega$ 在 $t = 0.4s$, 然后变到 $30\ \Omega$ 在 $t = 0.8s$ 两种控制策略 v_{dc} 的动态响应

Fig.3-5 Responses of output voltages of resistance R_L stepped from $0\ \Omega$ to $60\ \Omega$ at $t = 0.4s$, and then to $30\ \Omega$ at $t = 0.8s$ under both control strategies.

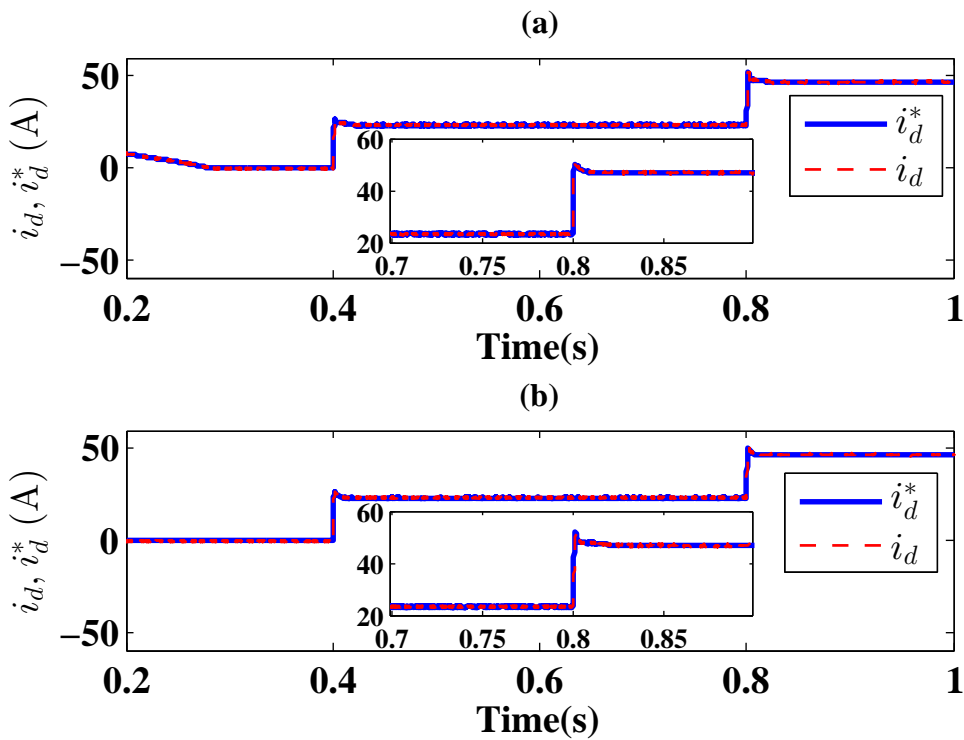


图 3-6 i_d 的动态响应 (a) ESO-SOSM 控制策略, (b) 自适应 H_∞ 控制策略

Fig.3-6 Responses of output voltages v_{dc} (a) ESO-SOSM control, (b) Adaptive H_∞ control.

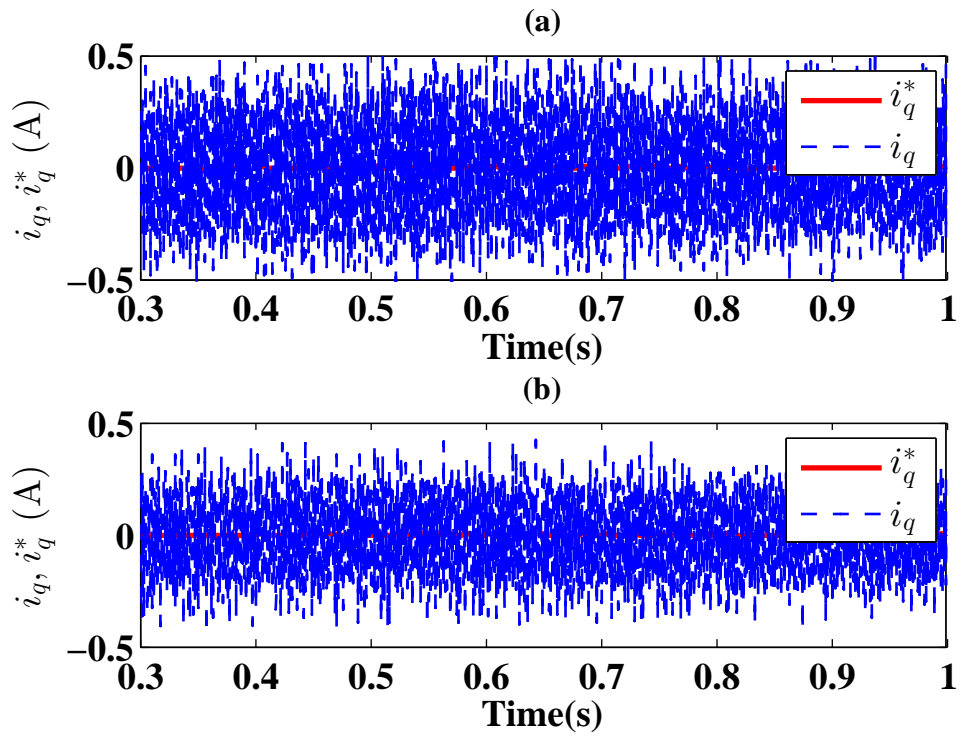


图 3-7 i_q 的动态响应 (a) ESO-SOSM 控制策略, (b) 自适应 H_∞ 控制策略
 Fig.3-7 Responses of quadrature current (a) ESO-SOSM control, (b) Adaptive H_∞ control.

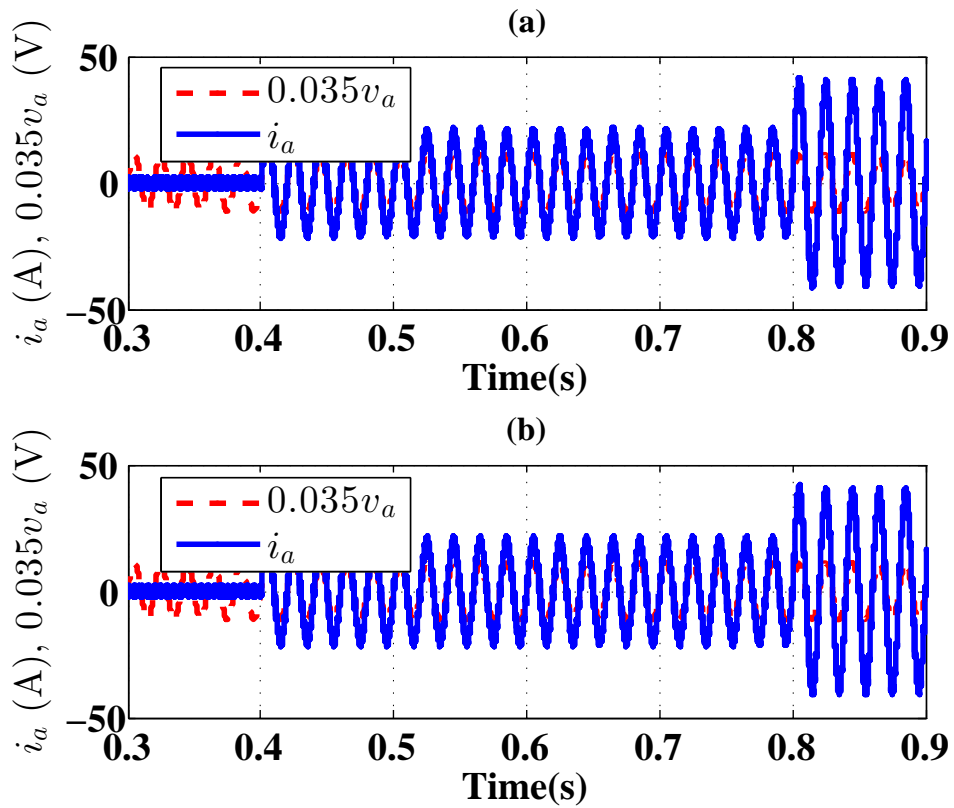


图 3-8 i_a 和 e_a 的动态响应 (a) ESO-SOSM 控制策略, (b) 自适应 H_∞ 控制策略
 Fig.3-8 Responses of input current (i_a) and grid voltage (e_a) (a) ESO-SOSM control, (b) Adaptive H_∞ control.

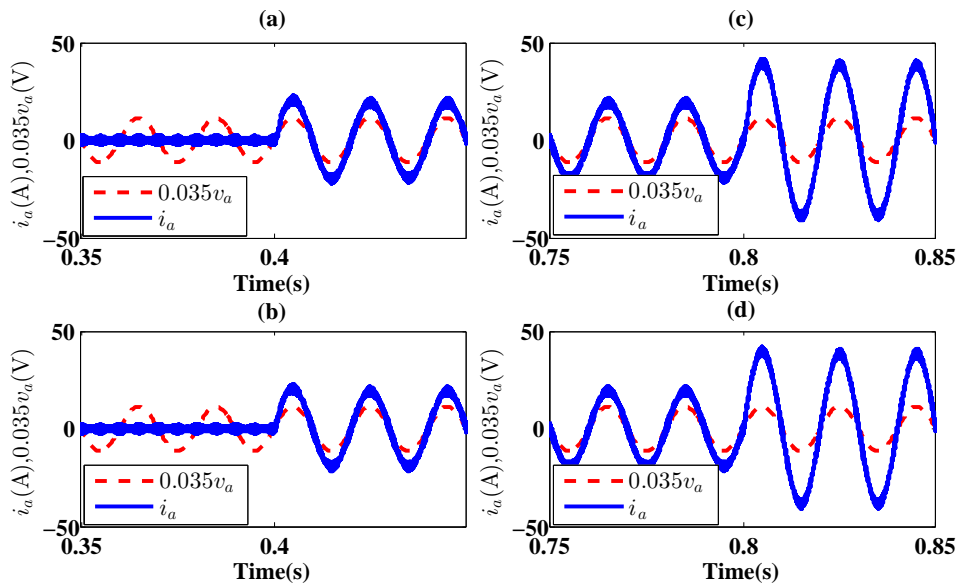


图 3-9 i_a 和 e_a 的动态响应 (a) ESO-SOSM 控制策略, (b) 自适应 H_∞ 控制策略
 Fig. 3-9 Responses of input current (i_a) and grid voltage (e_a) (a) ESO-SOSM control, (b) Adaptive H_∞ control.

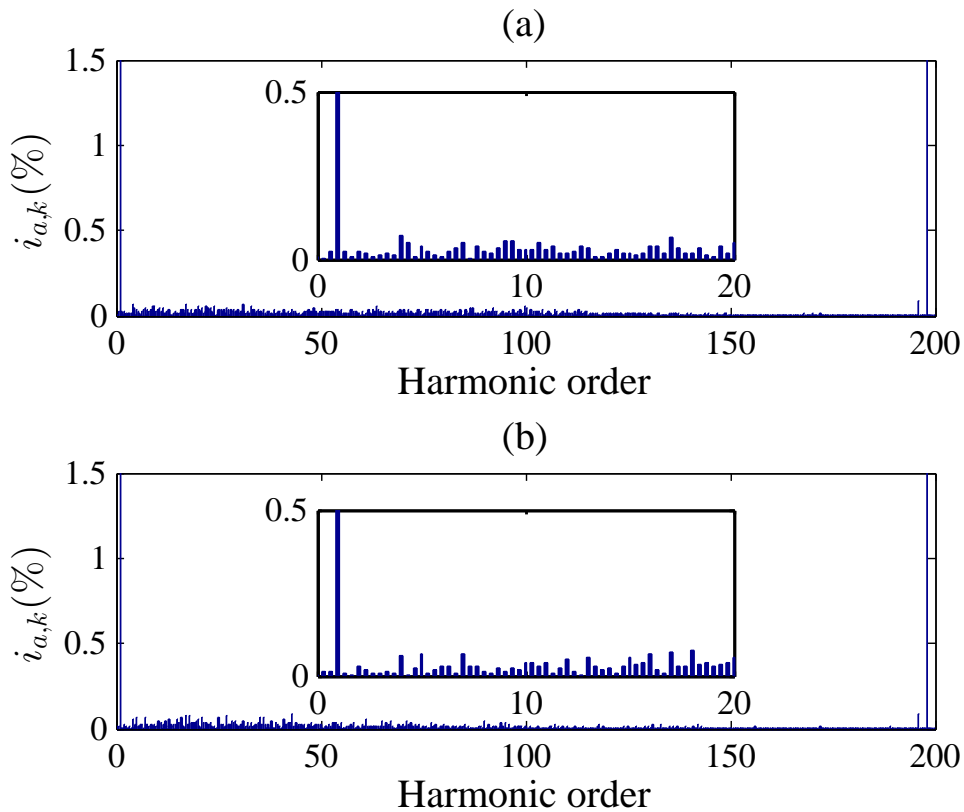


图 3-10 电流的 THD (a) ESO-SOSM 控制策略, (b) 自适应 H_∞ 控制策略
 Fig. 3-10 THD of input current (a) ESO-SOSM control (a) ESO-SOSM control, (b) Adaptive H_∞ control.

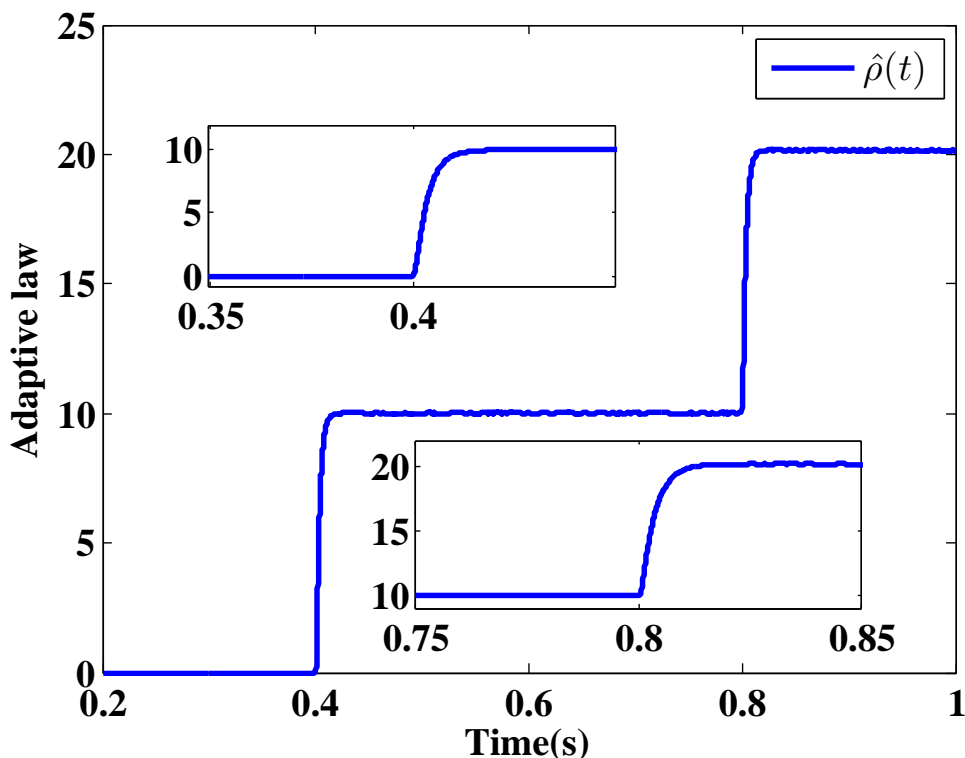


图 3-11 自适应率响应曲线

Fig. 3-11 Responses of adaptive law of the proposed strategy.

3.4.2 第二组仿真

这组仿真主要是验证所提控制策略的电流追踪能力。控制参数和上面的仿真保持一致。负载电阻在 $t = 0.4s$ 时从 0Ω 变到 30Ω ，也就是有功功率从 0 kW 变到 18.75 kW ，无功功率在 $t = 0.5s$ 时从 0 kVar 变到 15 kVar 。图 3-12 展示了有功功率和无功功率的动态响应，从图中可以看出他们的变化趋势和所期望趋势一致。从图 3-13，可以看出 A 相的电流 i_a 和电压 e_a 不再是同相位的。图 3-14 展示了电流 $i_d(t)$ 和 $i_q(t)$ 动态响应曲线，从图可以看出它们都能够跟踪其期望值 i_q^* 和 i_d^* ，另外它们的误差曲线如图 3-15 所示。

3.5 本章小结

本章研究了三相两电平整流器的输出电压调节问题。基于双环控制结构，在三相同步旋转坐标下设计了一个自适应 H_∞ 控制策略。在外环设计了一个自适应控制器去调节输出电压并为内环提供电流指令。内环设计了一组 H_∞ 控制器保证电流能够跟踪其期望值。通过两组仿真验证了，所设计控制策略的优越性。

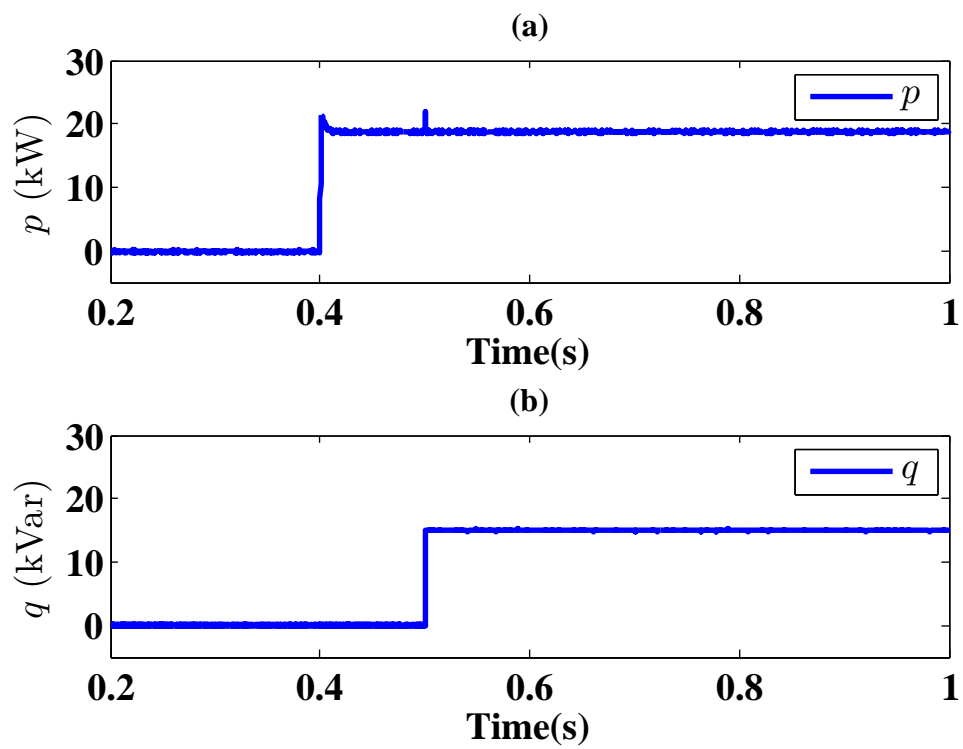


图 3-12 有功功率和无功功率波形
Fig.3-12 Responses of instantaneous p and q

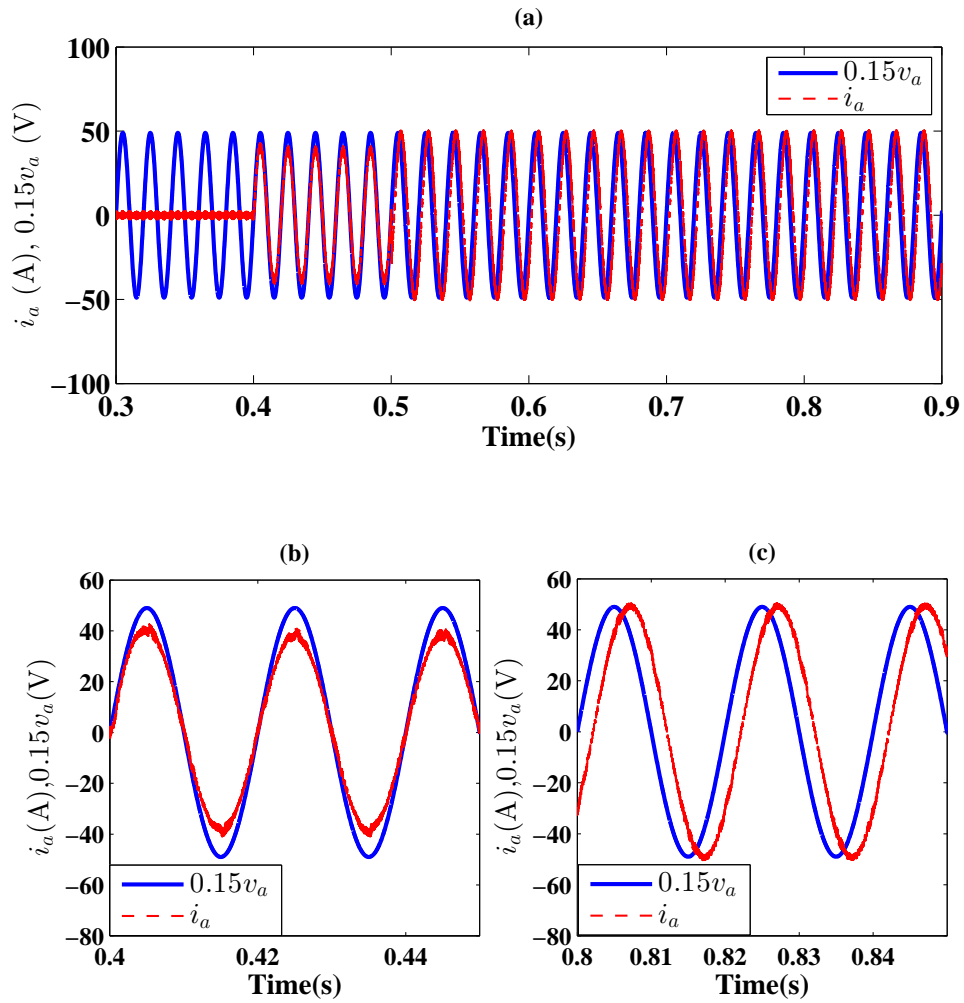


图 3-13 电流 (i_a) 和电压 (e_a) 的响应曲线
Fig.3-13 Responses of input current (i_a) and grid voltage (e_a)

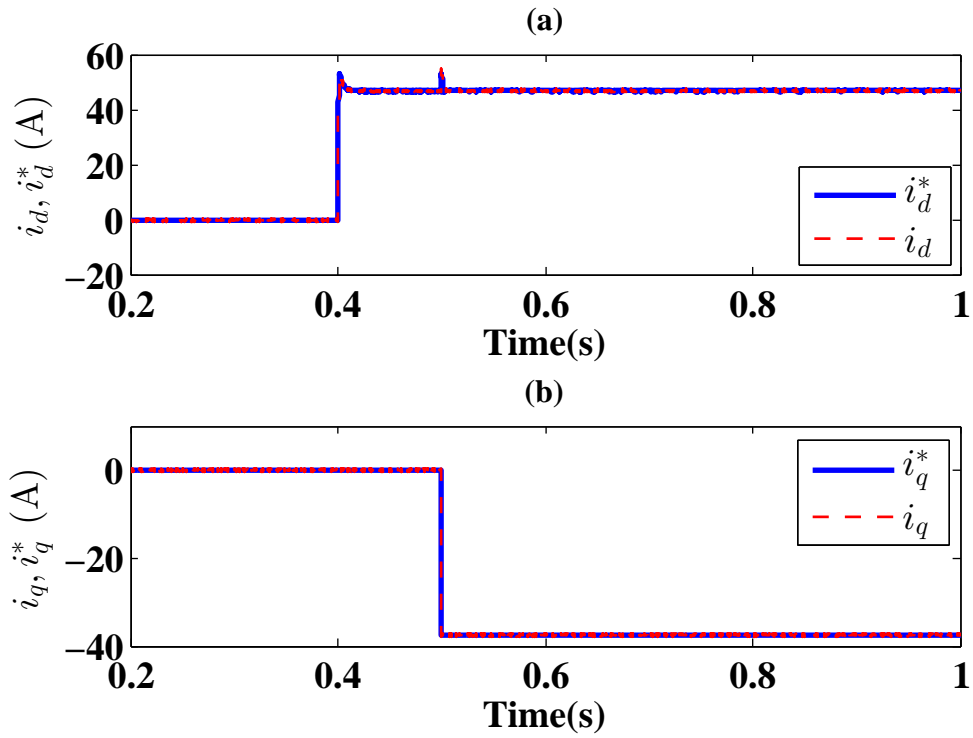


图 3-14 电流 $i_{dq}(t)$ 的响应曲线

Fig.3-14 Responses of direct and quadrature current $i_{dq}(t)$

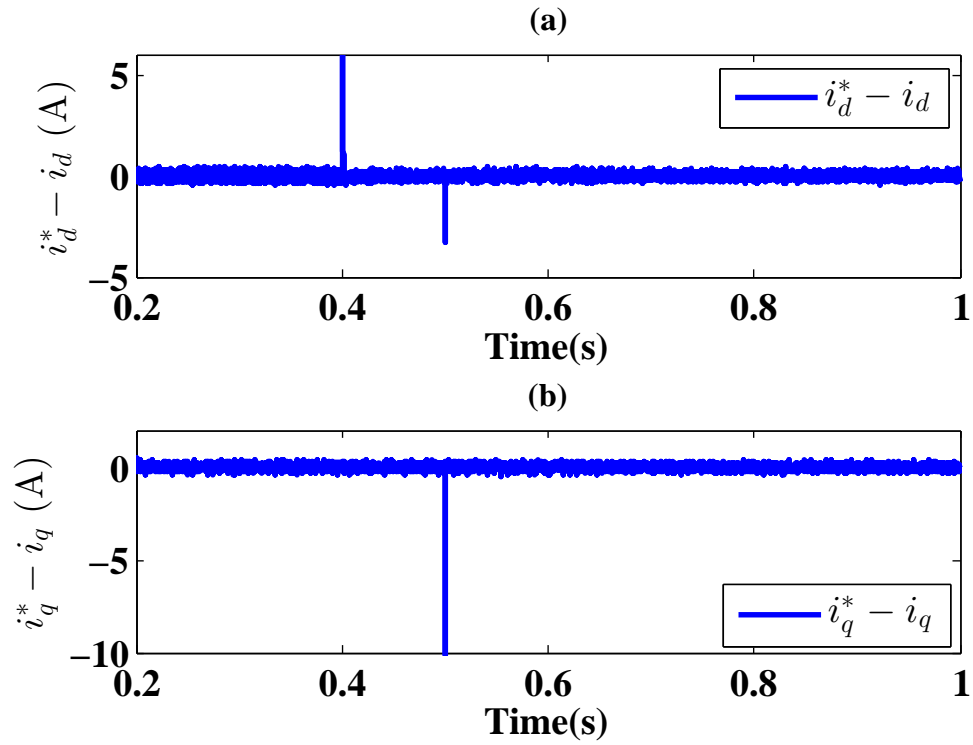


图 3-15 电流跟踪误差响应曲线

Fig.3-15 Responses of direct and quadrature current errors

第 4 章 三相三电平 NPC 型整流器的自适应滑模控制策略研究

4.1 引言

第三章利用自适应和 H_∞ 控制技术设计了三相两电平电压源型 PWM 整流器的控制策略。本章将在其基础上,研究三相多电平整流器的控制策略。相对于两电平变换器,多电平变换器的输出电压可由多个电压值叠加而成,具有谐波含量低、可在较低频率下运行和开关管损耗低等优点。另外,其在中、高压大功率环境下运行,可降低开关管的开关应力。三电平变换器是最简单的多电平电力电子变换器。目前,较为常见的三电平拓扑电路包括二极管中点钳位型(NPC)三电平变换器、电容钳位型三电平变换器以及 H 桥级联型三电平变换器。电容钳位型三电平变换器需要三个大量电容,因此体积较大、封装困难、成本较高。H 桥级联型变换器结构复杂,不易实现四象限运行,通常应用在高压大功率场合。二极管中点钳位型多电平变换器由于电路拓扑结构简单、体积小,广泛应用于中压领域^[113,114]。三相三电平 NPC 变换器是在两电平变换器的基础上发展而来,相比于两电平拓扑,其直流侧增加一个电容,每相桥臂有四个开关器件,并在每相桥臂上增加箝位二极管,从而增加了一个零电平。但是,同一桥臂上的开关管的开关频率不同,所承担的负荷也不同,造成开关器件的利用率不同。

通常传统三相两电平整流器的控制策略也可以应用到三相三电平 NPC 整流器,采用电压电流双环的控制策略和基于直接功率的双环控制策略是最常用的两种控制策略。但是 NPC 整流器直流侧需要使用两个分压电容,它们各自承受一半的母线电压,因此两个电容的中点会存在电压波动,出现电压不平衡现象,进而降低整流器的性能,影响变换器的使用寿命。因此在设计 NPC 整流器控制策略时,还需要考虑电容间的中点电压不平衡问题。本章将基于直接功率控制方案,电压外环采用自适应控制方法调节整流器输出电压,内环采用基于神经网络的自适应滑模控制保证有功和无功功率跟踪其期望值,基于降维观测器设计自抗扰控制器控制分压电容的中点电压。

4.2 整流器模型及问题描述

4.2.1 三相 NPC 型三电平整流器的模型

三相 NPC 型三电平 NPC 变换器的电路图如图 4-1 所示。三相电源 e_a, e_b, e_c 通

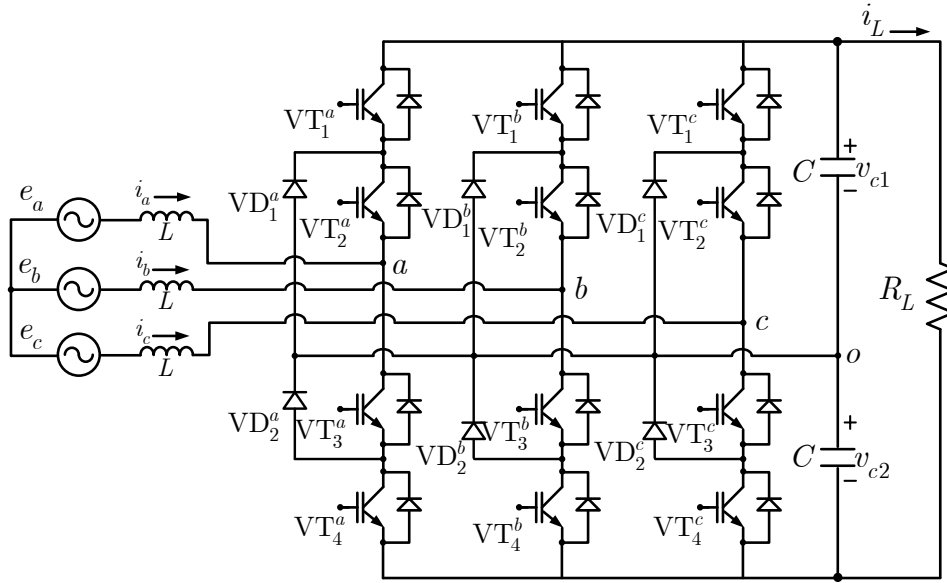


图 4-1 三相 NPC 型三电平整流器

Fig.4-1 Three-phase three-level neutral-point-clamped converter

滤波电感 L 连接到整流器。直流侧通过两个相同的电容与负载电阻 R_L 相连。整流器有三个桥臂，每个桥臂有四个全控型开关器件 $VT_i^j, i = \{1, 2, 3, 4\}, j = \{a, b, c\}$ ，采用二极管 $VD_i^j, i = \{1, 2\}, j = \{a, b, c\}$ 将输出端箝位至两个电容间的中性点。因此，这种拓扑结构通常被称为二极管箝位型三电平变换器。

三相 NPC 型整流器电感电流 $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha, i_\beta]^T$ ，电容电压之和 $x_1 = v_{c1} + v_{c2}$ ，电容电压之差 $x_2 = v_{c1} - v_{c2}$ 的动态方程在 α, β, γ 静止坐标系下可表示为^[78]，

$$\dot{i}_\alpha = \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{1}{2L}x_1u_\alpha + \frac{1}{2\sqrt{6}L}x_2(u_\beta^2 - u_\alpha^2) - \frac{1}{\sqrt{3}L}x_2u_\alpha u_\gamma, \quad (4-1)$$

$$\dot{i}_\beta = \frac{1}{L}v_\beta - \frac{1}{2L}x_1u_\beta + \frac{1}{\sqrt{6}L}x_2u_\alpha u_\beta - \frac{1}{\sqrt{3}L}x_2u_\beta u_\gamma, \quad (4-2)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{2}{R_L C}x_1 + \frac{1}{C}i_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta}, \quad (4-3)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{2i_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} u_\gamma}{\sqrt{3}C} + \frac{1}{\sqrt{6}C}[(u_\alpha^2 - u_\beta^2)i_\alpha - 2u_\alpha u_\beta i_\beta], \quad (4-4)$$

其中 $v_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$ 是电源电压， $u_{\alpha\beta\gamma} = [u_\alpha, u_\beta, u_\gamma]^T$ 是控制输入。

基于瞬时功率理论^[30]，瞬时有功功率和无功功率 p, q 定义为：

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta, \quad (4-5)$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha.$$

为了方便设计控制策略，假设三相电源为三相平衡电源，电容电压之差 x_2 接近为零。那么对式 (4-5) 求导，可得

$$\begin{aligned} \dot{p} &= -\frac{1}{2L} v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} x_1 + \omega q + \frac{1}{L} \|v_{\alpha\beta}\|^2, \\ \dot{q} &= -\frac{1}{2L} v_{\alpha\beta}^T J^T u_{\alpha\beta} x_1 - \omega p, \end{aligned} \quad (4-6)$$

$$\text{其中 } J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

进一步，可以得到系统的平衡点，即 $\dot{p} = 0$ 和 $\dot{q} = 0$ ^[79]，

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = \frac{2}{x_1} \left\{ \left(1 + \frac{\omega L q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \left(\frac{\omega L p}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) J v_{\alpha\beta} \right\}. \quad (4-7)$$

4.2.2 神经网络基本知识

在控制策略设计过程中，需要利用径向基函数神经网络 (RBFNN) 来估计未知参数。因此，为了能够方便控制策略的设计，先介绍一下，RBFNN 的一些基本知识。对于连续函数 $d(x)$ 在紧集 \square 和 ε_m ，存在 RBFNN $\theta^T \xi(x)$ 使得

$$\sup_{x \in \square} |d(x) - \theta^T \xi(x)| \leq \varepsilon_m, \quad (4-8)$$

其中 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_l]^T$ 是权重向量， $\xi(x) = [\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_l(x)]^T$ 是基函数，通常为高斯函数，

$$\xi_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\|x-\phi_i\|^2}{\sigma_i}\right)^2}, i = 1, 2, \dots, l, \quad (4-9)$$

其中 σ_i 和 ϕ_i 分别是基函数宽度和中心。

利用 RBFNN 万能逼近特性，RBFNN 可以逼近任意平滑非线性函数^[115]。

4.2.3 控制目标

基于三相 NPC 型整流器 (4-3), (4-4) 和 (4-6)，将设计一个控制策略实现下面的控制目标：

- 1) 调节电容电压之和 x_1 至其期望值；
- 2) 保证瞬时有功功率和无功功率 p, q 跟踪其参考值；
- 3) 保证电容电压之差 x_2 趋于零。

4.3 控制策略设计

本小节，将基于直接功率控制方法，设计一个控制策略去控制三相 NPC 型变换器。根据整流器的动态方程和控制目标，需要设计三个控制环实现控制目标。首先，功率内环采用自适应滑模控制器保证有功功率和无功功率跟踪其期望值。电压外环利用自适应控制器调节电容电压之和至其参考值。最后，基于降维观测器，

电压平衡环设计自抗扰控制器处理电容之间的电压不平衡问题。所设计控制策略控制框图如图4-2。

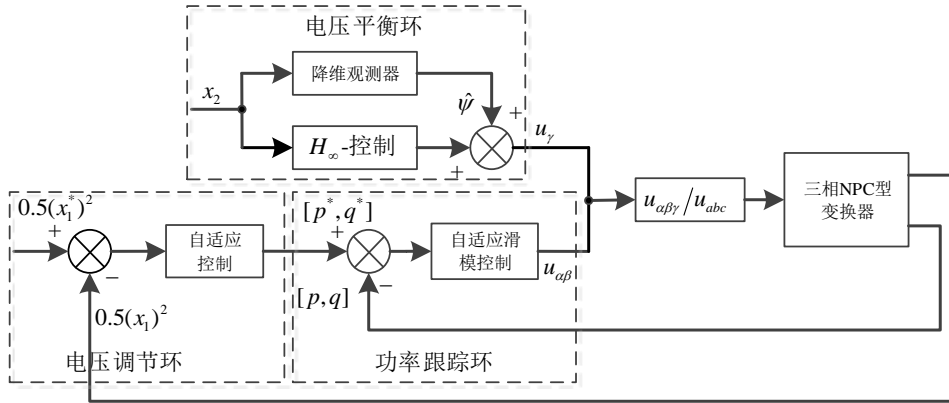


图 4-2 所设计控制策略控制框图

Fig. 4-2 A flowchart of the proposed control strategy

4.3.1 瞬时功率跟踪环设计

在本小节，基于 RBF 神经网络技术将设计一组自适应滑模控制器控制有功功率和无功功率。定义跟踪误差：

$$\begin{aligned} e_p &= p^* - p, \\ e_q &= q^* - q. \end{aligned} \quad (4-10)$$

利用式 (4-6)，式 (4-10) 的导数为：

$$\begin{aligned} \dot{e}_p &= -\omega q + \frac{v_{\alpha\beta}^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} - \frac{\|v_{\alpha\beta}\|^2}{L} + \dot{p}^*, \\ \dot{e}_q &= \omega p + \frac{(Jv_{\alpha\beta})^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} + \dot{q}^*. \end{aligned} \quad (4-11)$$

值得注意的是，上面的系统没有考虑系统的不确定性，但是实际工程中，变换器往往受到很多因素的影响，例如测量误差和未知扰动等。因此，有必要建立一个更加符合实际系统的模型。不确定性系统模型可以表示为：

$$\begin{aligned} \dot{e}_p &= -(\omega + \Delta_\omega)q + \left(\frac{1}{2L} + \Delta_L\right)v_{\alpha\beta}^T x_1 u_{\alpha\beta} \\ &\quad - \left(\frac{1}{L} + \Delta_L\right)\|v_{\alpha\beta}\|^2 + \dot{p}^*, \\ \dot{e}_q &= (\omega + \Delta_\omega)p + \left(\frac{1}{2L} + \Delta_L\right)(Jv_{\alpha\beta})^T x_1 u_{\alpha\beta} + \dot{q}^*, \end{aligned} \quad (4-12)$$

其中 Δ_ω 和 Δ_L 是参数不确定。

式 (4-12) 可重新写成：

$$\begin{aligned}\dot{e}_p &= -\omega q + \frac{v_{\alpha\beta}^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} - \frac{\|v_{\alpha\beta}\|^2}{L} + d_p(t), \\ \dot{e}_q &= \omega p + \frac{(Jv_{\alpha\beta})^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} + d_q(t),\end{aligned}\quad (4-13)$$

其中

$$\begin{aligned}d_p(t) &= -\Delta_\omega q + \Delta_L v_{\alpha\beta}^T x_1 u_{\alpha\beta} - \Delta_L \|v_{\alpha\beta}\|^2 + \dot{p}^*, \\ d_q(t) &= \Delta_\omega p + \Delta_L (Jv_{\alpha\beta})^T + \dot{q}^*.\end{aligned}\quad (4-14)$$

基于平衡点 (4-7)，可设计如下的控制信号 $u_{\alpha\beta}$ ：

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} - \mu(e_p) v_{\alpha\beta} - \mu(e_q) Jv_{\alpha\beta}, \quad (4-15)$$

其中 $\mu(e_p)$ 和 $\mu(e_q)$ 是将要被设计的自适应滑模控制器。

将 (4-15) 代入 (4-13)，可得，

$$\begin{aligned}\dot{e}_p &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 \mu(e_p) + d_p(t), \\ \dot{e}_q &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 \mu(e_q) + d_q(t).\end{aligned}\quad (4-16)$$

下面利用 RBFNN 逼近未知函数 $d_p(t)$ 和 $d_q(t)$ ，

$$\begin{aligned}d_p(t) &= \theta_p^{*T} \xi + \varepsilon_p, \quad |\varepsilon_p| \leq \varepsilon_{mp}, \\ d_q(t) &= \theta_q^{*T} \xi + \varepsilon_q, \quad |\varepsilon_q| \leq \varepsilon_{mq},\end{aligned}\quad (4-17)$$

其中 θ_p^{*T} 和 θ_q^{*T} 是理想权重， ε_p 和 ε_q 是估计误差， ε_{mp} 和 ε_{mq} 是它们的上界。

设计如下的自适应滑模控制器，

$$\begin{aligned}\mu(e_p) &= k_p e_p + \frac{2L}{x_1 \|v_{\alpha\beta}\|^2} [\hat{\theta}_p^T \xi + \varepsilon_{mp} \text{sign}(e_p)], \\ \mu(e_q) &= k_q e_q + \frac{2L}{x_1 \|v_{\alpha\beta}\|^2} [\hat{\theta}_q^T \xi + \varepsilon_{mq} \text{sign}(e_q)],\end{aligned}\quad (4-18)$$

其中 k_p 和 k_q 是正的常数， $\hat{\theta}_p$ 和 $\hat{\theta}_q$ 是理想权重 θ_p^* 和 θ_q^* 的估计值。

将式 (4-18) 代入式 (4-16)，可得：

$$\begin{aligned}\dot{e}_p &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p - \hat{\theta}_p^T \xi - \varepsilon_{mq} \text{sign}(e_p) + d_p(t), \\ \dot{e}_q &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q - \hat{\theta}_q^T \xi - \varepsilon_{mp} \text{sign}(e_q) + d_q(t).\end{aligned}\quad (4-19)$$

对系统 (4-19)，构造如下的李雅普诺夫函数，

$$V_{pq} = \frac{1}{2} e_p^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \tilde{\theta}_p + \frac{1}{2\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \tilde{\theta}_q, \quad (4-20)$$

其中 $\tilde{\theta}_p = \hat{\theta}_p - \theta_p^*$ 和 $\tilde{\theta}_q = \hat{\theta}_q - \theta_q^*$ 。

李雅普诺夫函数的导数为,

$$\dot{V}_{pq} = e_p \dot{e}_p + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \dot{\tilde{\theta}}_q. \quad (4-21)$$

利用式 (4-17) 和 (4-19), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{pq} &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p^2 - e_p \hat{\theta}_p^T \xi - \varepsilon_{mp} |e_p| + e_p \theta_p^{*T} \xi \\ &\quad - \frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q^2 - e_q \hat{\theta}_q^T \xi - \varepsilon_{mq} |e_q| + e_q \theta_q^{*T} \xi \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \dot{\tilde{\theta}}_q + \varepsilon_p e_p + \varepsilon_q e_q \\ &\leq -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p^2 - \frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q^2 - e_p \tilde{\theta}_p^T \xi \\ &\quad - e_q \tilde{\theta}_q^T \xi - (\varepsilon_{mp} - \varepsilon_p) |e_p| - (\varepsilon_{mq} - \varepsilon_q) |e_q| + \frac{1}{\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \dot{\tilde{\theta}}_q. \end{aligned} \quad (4-22)$$

设计如下的自适应率:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_p &= \gamma_p e_p \xi, \\ \dot{\hat{\theta}}_q &= \gamma_q e_q \xi. \end{aligned} \quad (4-23)$$

利用式 (4-23), 李雅普诺夫函数的导数变成,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{pq} &\leq -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p^2 - \frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q^2 \\ &\quad - (\varepsilon_{mp} - \varepsilon_p) |e_p| - (\varepsilon_{mq} - \varepsilon_q) |e_q|. \end{aligned} \quad (4-24)$$

因此, 根据拉塞尔不变性定理^[112], 可以得到当 $t \rightarrow \infty$, $e_p(t)$ 和 $e_q(t)$ 可以收敛到 0, 也就是, 自适应滑模控制器可以保证有功功率和无功功率跟踪其期望值。功率跟踪环的控制结构如图4-3所示。

4.3.2 电压调节环设计

本小节, 将在外环设计一个自适应控制器调节电容电压之和至其期望值 x_1^* 。假设等效负载电阻 R_L 变化缓慢, 也就是 $\dot{R}_L \cong 0$ 以及内环动态远快于外环动态。那么电容电压之和的动态可以表示为:

$$\dot{x}_1 = -\frac{2}{R_L C} x_1 + \frac{1}{C} i_{\alpha\beta}^{*T} u_{\alpha\beta}, \quad (4-25)$$

其中 $i_{\alpha\beta}^*$ 是电感电流 $i_{\alpha\beta}$ 的参考值。进一步可得,

$$\dot{z}_1 = -\eta z_1 + \frac{2}{C} p^*, \quad (4-26)$$

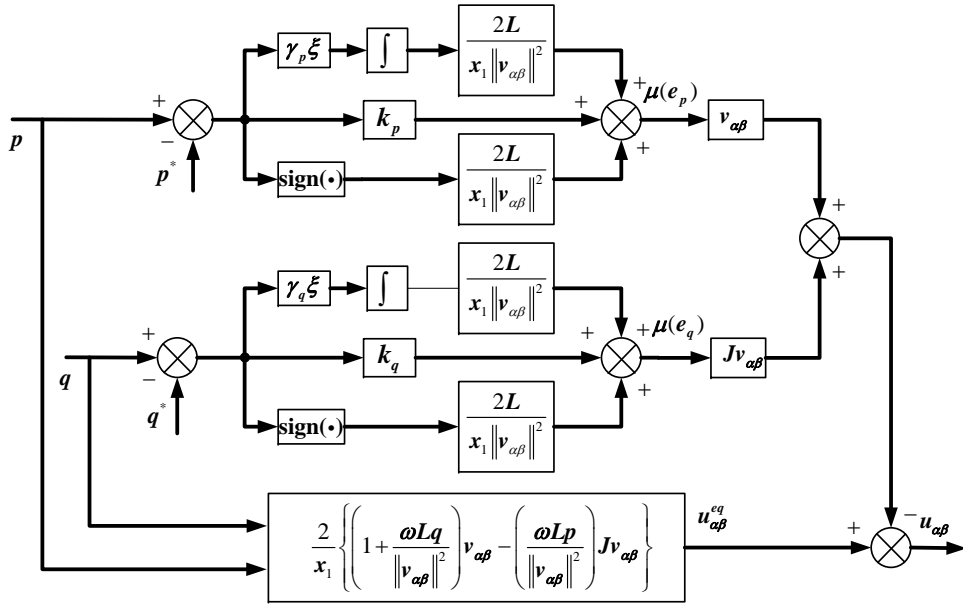


图 4-3 功率跟踪环的控制结构

Fig.4-3 The control structure of instantaneous power tracking loop

其中 $z_1 = \frac{1}{2}x_1^2$ 是新的状态变量, $p^* = \frac{x_1}{2}i_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta}$ 是期望的有功功率, $\eta = \frac{4}{RLC}$ 是未知参数。

定义电压调节误差为:

$$e_z = z_1 - z_1^*, \quad (4-27)$$

其中 $z_1^* = \frac{x_1^2}{2}$ 。利用式 (4-26), 可得式 (4-27) 的导数:

$$\dot{e}_z = \dot{z}_1 = -\eta z_1 + \frac{2}{C}p^*. \quad (4-28)$$

下面, 设计自适应控制器调节电压并为内环提供功率参考指令。

构造如下的李雅普诺夫函数:

$$V_1(t) = \frac{1}{2}e_z^2 + \frac{1}{2\lambda}\tilde{\eta}^2, \quad (4-29)$$

其中 λ 是正的常数, $\tilde{\eta} = \hat{\eta} - \eta$, $\hat{\eta}$ 是自适应参数。

基于式 (4-28), 对式子 (4-29) 进行求导可得:

$$\dot{V}_1 = e_z(-\eta z_1 + \frac{2}{C}p^*) + \frac{1}{\lambda}\tilde{\eta}\dot{\hat{\eta}}. \quad (4-30)$$

设计如下的自适应控制器和自适应率:

$$p^* = -k_{v_s}e_z + \frac{C}{2}z_1\hat{\eta}, \quad (4-31)$$

$$\dot{\hat{\eta}}(t) = -\lambda z_1 e_z. \quad (4-32)$$

将式 (4-31) 和 (4-32) 代入 (4-30) 可得:

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= -\eta z_1 e_z - \frac{2}{C} k_{vs} e_z^2 + \hat{\eta} z_1 e_z - \tilde{\eta}(t) z_1 e_z, \\ &= -\frac{2}{C} k_{vs} e_z^2.\end{aligned}\quad (4-33)$$

因此, 根据拉塞尔不变性定理^[112], 可以得到当 $t \rightarrow \infty$, $e_z(t)$ 可以收敛到 0, 也就是自适应控制器可以调节电容电压之和至其期望值。电压调节环的控制结构如图 4-4 所示。

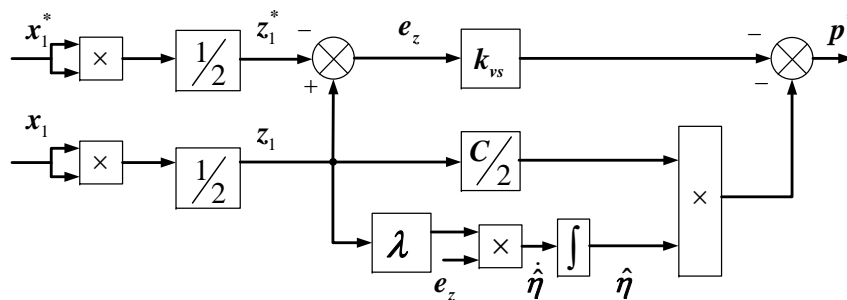


图 4-4 电压调节环的控制结构

Fig.4-4 The control structure of voltage regulation loop

4.3.3 电压平衡环设计

本小节, 将在电压平衡环设计一个基于降维观测器的自抗扰控制器保证直流侧电容之间的不平衡电压趋向零。电压平衡环的电容电压之差的动态可表示为:

$$\dot{x}_2 = \frac{4p^*}{C\sqrt{3}x_1} u_\gamma + \frac{1}{C} \psi(t), \quad (4-34)$$

其中 $\psi(t)$ 看作是外部扰动。根据文献 [80], 扰动 $\psi(t)$ 主要是 3 倍频, 可以表示为:

$$\psi(t) = \chi \sin(3\omega t + \varphi), \quad (4-35)$$

其中 χ 和 φ 是正的常数。下面设计降维观测器来估计扰动 $\psi(t)$ 。

构造如下扩维系统:

$$\begin{aligned}\dot{x}_2 &= \frac{h}{C} u_\gamma + \frac{1}{C} \psi, \\ \dot{\psi} &= x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= -9\omega^2 \psi,\end{aligned}\quad (4-36)$$

其中 $h = \frac{4p^*}{\sqrt{3}x_1}$ 。

上式可以写成如下状态空间的形式,

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu_\gamma, \\ y &= Ex,\end{aligned}\quad (4-37)$$

其中 $x = [x_2, \psi, x_\psi]^T$ 和 y 分别为系统的状态变量和控制输出,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -9\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{h}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T.$$

系统 (4-37) 可表示为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u_\gamma, \quad (4-38)$$

$$y = \bar{x}_1,$$

其中

$$A_{11} = [0], A_{12} = \left[\frac{1}{C} \ 0 \right],$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -9\omega^2 & 0 \end{bmatrix}$$

从式 (4-38) 可以看出 \bar{x}_1 可以直接从输出信号 y 得到, 我们只需要估计状态变量 \bar{x}_2 。实际上, $\bar{x}_1 = x_2$ 是电容电压差可以直接测量, 但是 $\bar{x}_2 = [\psi, x_\psi]^T$ 是扰动和其导数, 不能够直接测量, 需要利用观测器去估测。构造如下降维观测器,

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= F\varepsilon + Gy + Hu_\gamma, \\ \hat{\bar{x}}_2 &= M\varepsilon + Ny, \end{aligned} \quad (4-39)$$

其中 F, G, M 和 N 是将要被设计得观测器增益。

定义观测误差 $e_\psi = \bar{x}_2 - \hat{\bar{x}}_2$, 其动态方程为:

$$\dot{e}_\psi = (A_{22} + LA_{12})e_\psi. \quad (4-40)$$

观测误差 $e_\psi \rightarrow 0$ 的充分条件是 $A_{22} + LA_{12}$ 是 Hurwitz 矩阵。

根据文献 [116], 如果存在正定矩阵 P 使得

$$(A_{22} + LA_{12})^T P + P(A_{22} + LA_{12}) \leq 0, \quad (4-41)$$

那么 $A_{22} + LA_{12}$ 是 Hurwitz 是矩阵。

式 (4-41) 等价于

$$A_{22}^T P + PA_{22} + WA_{12} + A_{12}^T W^T \leq 0, \quad (4-42)$$

其中 $W = PL$ 。

式 (4-42) 是一个标准的线性矩阵不等式，可以利用 LMI 工具箱求解，得到矩阵 P 和 Q ，进一步得到矩阵 $L = P^{-1}Q$ 。定义 $\varepsilon = \hat{x}_2 + Ly$ ，则

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon} &= \dot{\hat{x}}_2 + L\dot{y} \\ &= (A_{22} + LA_{12})\hat{x}_2 + L(A_{11}y + B_1u_\gamma) \\ &\quad + A_{21}y + B_2u_\gamma + (B_2 + LB_1)u_\gamma.\end{aligned}\quad (4-43)$$

观测器的增益为：

$$\begin{aligned}F &= A_{22} + LA_{12}, \\ G &= (A_{21} + LA_{11}) - (A_{22} + LA_{12})L, \\ H &= B_2 + LB_1, \\ M &= I, \\ N &= -L.\end{aligned}\quad (4-44)$$

基于扰动 $\psi(t)$ 的估计值，利用 H_∞ 控制技术设计一个复合的的控制器为：

$$u_\gamma = \frac{C}{h}(k_b x_2 + \frac{1}{C}\hat{\psi}), \quad (4-45)$$

其中 k_b 是控制器增益。

将式 (4-45) 代入式 (4-34)，可得

$$\dot{x}_2 = -k_b x_2 + \frac{1}{C}\varsigma(t), \quad (4-46)$$

其中 $\varsigma(t)$ 是观测误差和其他扰动。基于文献 [110]，可得如下的求解 H_∞ 控制的条件。对于给定的常数 ϱ ，如果存在正的常数 w_b 和 j_b ，使得

$$\begin{bmatrix} 2w_b + 1 & \frac{1}{C}j_b \\ \frac{1}{C}j_b & -\varrho^2 \end{bmatrix} \leq 0, \quad (4-47)$$

那么系统满足：

1. 当不存在扰动时， $t \rightarrow \infty$ ，电容电压之差 $x_2 = v_{c1} - v_{c2}$ 收敛到 0
2. 在初始条件为零的情况下，当系统存在扰动时，下面的不等式

$$\int_0^{+\infty} x_2^T x_2 dt \leq \varrho^2 \int_0^{+\infty} \varsigma^T \varsigma dt, \quad (4-48)$$

成立。

进一步，如果上述不等式存在解，那么控制器增益为 $k_b = \frac{w_b}{j_b}$ 。电压平衡环的控制结构如图4-5所示，其中向量 $D = [1, 0]$ 。

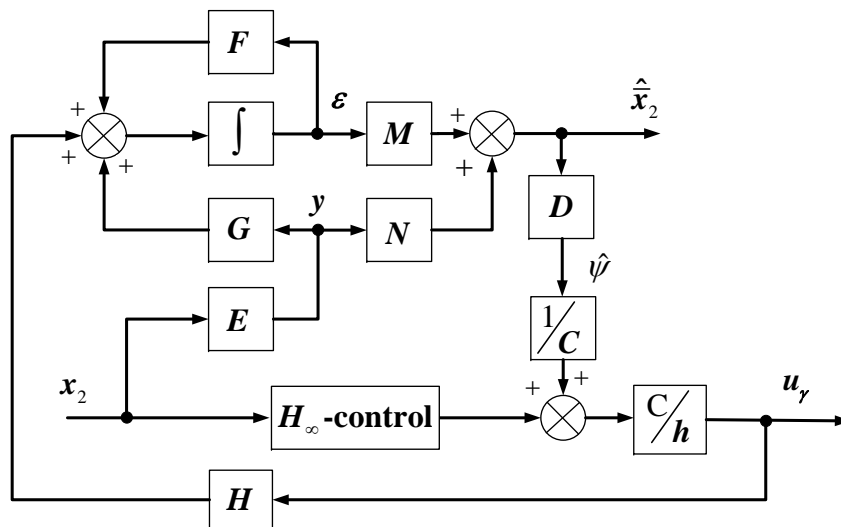


图 4-5 电压平衡环的控制结构
Fig.4-5 The control structure of voltages balancing loop

4.4 实验结果

本小节，将通过实验来验证相比与经典的 PI 控制策略，所提控制策略性能上的优越性。三相 NPC 型变频器的实验平台如图4-6所示，其电路参数如表 4-1所示，采用 TMS320VC33 数字信号处理器（DSP）作为数字控制器来执行控制策略。从图4-7可以看出，电网电压存在一定程度的畸变和不平衡。由于本章是在假设电网平衡情况下设计的控制策略，因此不平衡电网也可以验证控制策略的鲁棒性。负载先从空载切换到 4.6875 kW，然后再切换到 9.375 kW。所提控制策略和 PI 控制策略的控制参数如表 4-2所示。电容电压 v_{c1} 和 v_{c2} 动态响应如图 4-9 (a) 和 4-9 (b) 所示。从图 4-10 (a) 和 4-10 (c) 可以看出两个控制策略都能在负载变化的情况下调节直流侧电容电压之和至其期望值 750 V。但是所提控制策略有更好的动态性能，例如响应速度快，电压超调较小等。图 4-10 (b) 和 4-10 (d) 展示了电容电压之差的动态，可以看出，相比于 PI 控制策略，所提控制策略电压差更小。

有功功率和无功功率的动态响应曲线如图4-11所示。可发现两个控制策略都能保证有功功率和无功功率跟踪其期望值。有功功率的期望值由电压调节环提供用来调节电容电压之和，无功功率的期望值设置为 0 VAr，以此保证系统的功率因数为 1。当负载变化时，两个控制策略能够保证有功功率从 4.6875 kW 到 9.375 kW，同时无功功率保持为 0 Var，如图4-11所示。另一方面，C 相电流和电压的波形图如图4-12 (a) 和 4-12 (c) 所示，从图中可以看出它们是同相位的，这就意味着系统的功率因数应该为 1 如图 4-14 (b) 和 4-14 (d) 所示。两个控制策略拥有相同的电流 THD 如图 4-14 (a) 和 4-14 (c) 所示。从实验结果可以得出，所提控制策略相比与传统的 PI 控制其电容电压动态性能更好。

表 4-1 电路参数

Table4-1 Parameters Used For Experiment

名称	符号	数值	单位
开关频率	f_c	$11.2 \cdot 10^3$	Hz
电网电压	e_{abc}	400	V
电感	L	1.2	mH
电容	C	1100	uF
负载电阻	R_L	120 \rightarrow 60	Ω
参考电压	x_1^*	750	V

表 4-2 控制参数

Table4-2 Controllers Parameters

控制策略	功率追踪环	电压调节环	电压平衡环
所提控制策略	$k_p = 1.6 * 10^{-7}$, $k_p = k_q$ $\gamma_p = 8.0 * 10^{-4}$ $\gamma_p = \gamma_q$ $\varepsilon_{mp} = 5.0 * 10^{-5}$ $\varepsilon_{mp} = \varepsilon_{mq}$	$k_{vs} = 0.15$ $\lambda = 2.0 * 10^{-7}$	$L = [-0.8701, -1.79 * 10^3]^T$ $k_b = 1.08 * 10^3, \rho = 4.5$
PI 控制策略	$k_{pp} = 3.54 * 10^{-5}$ $k_{pp} = k_{pq}$ $k_{ip} = 3.54 * 10^{-2}$ $k_{ip} = k_{iq}$	$k_{vs} = 0.12$ $k_{iv} = 5$	$k_{pb} = 0.15$ $k_{ib} = 3$



图 4-6 三相 NPC 型整流器实验平台

Fig4-6 A laboratory prototype of three-phase three-level NPC power converter

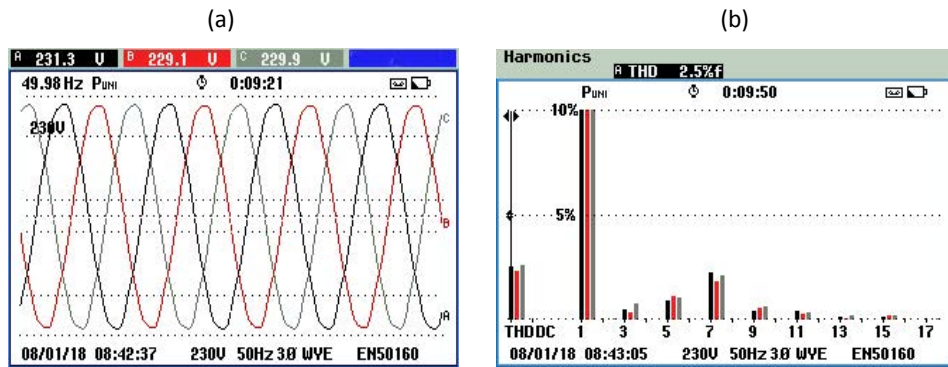


图 4-7 三相电源, (a) 三相电压, (b) v_a 的 THD

Fig4-7 The grid voltage, (a) Three-phase voltage, (b) The THD of v_a .

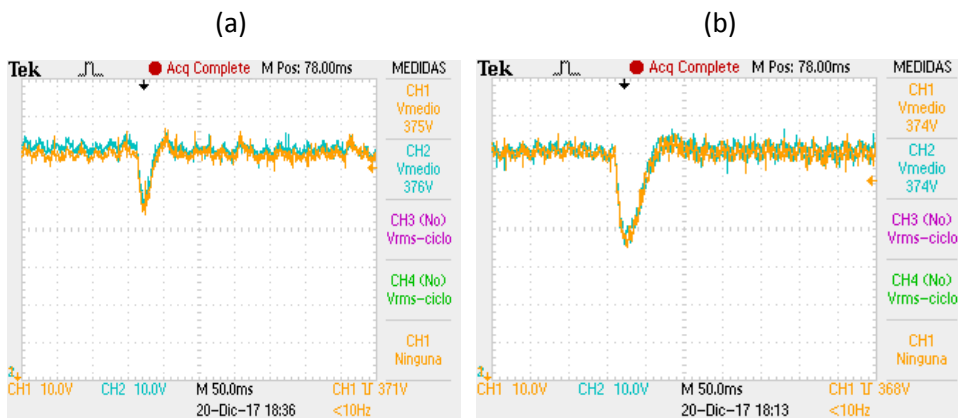


图 4-8

图 4-9 电容电压的动态响应 (a) 所提控制策略, (b) PI 控制策略

Fig4-9 Responses of capacitor voltages v_{c1} and v_{c2} , (a) The proposed control, (b) PI control

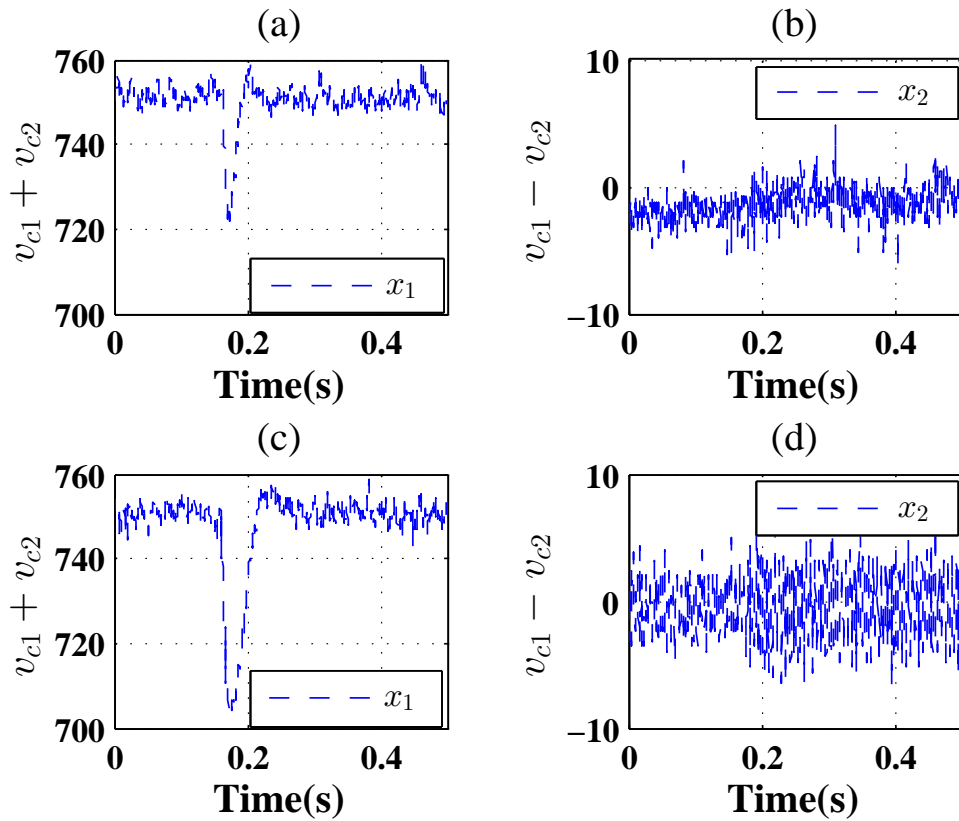


图 4-10 电容电压之和和电容电压之差的动态响应 (a 和 b) 所提控制策略, (c 和 d)PI 控制策略
 Fig4-10 Responses of the sum and difference of capacitor voltages x_1 and x_2 , (a and b) The proposed control, (c and d) PI control.

4.5 本章小结

本章基于级联控制结构, 针对三相 NPC 型整流器提出了一种新的控制策略, 包括瞬时功率跟踪环, 电压调节环以及电压平衡环。在瞬时功率追踪环设计了一组自适应滑模控制器控制有功和无功功率。在电压调节环, 设计一个自适应控制器去控制电容电压之和。基于降维观测器, 在电压平衡环设计了一个复合控制器去处理直流侧电容电压的不平衡问题。实验结果验证了所提控制策略的有效性以及相比于传统 PI 控制策略的优越性。

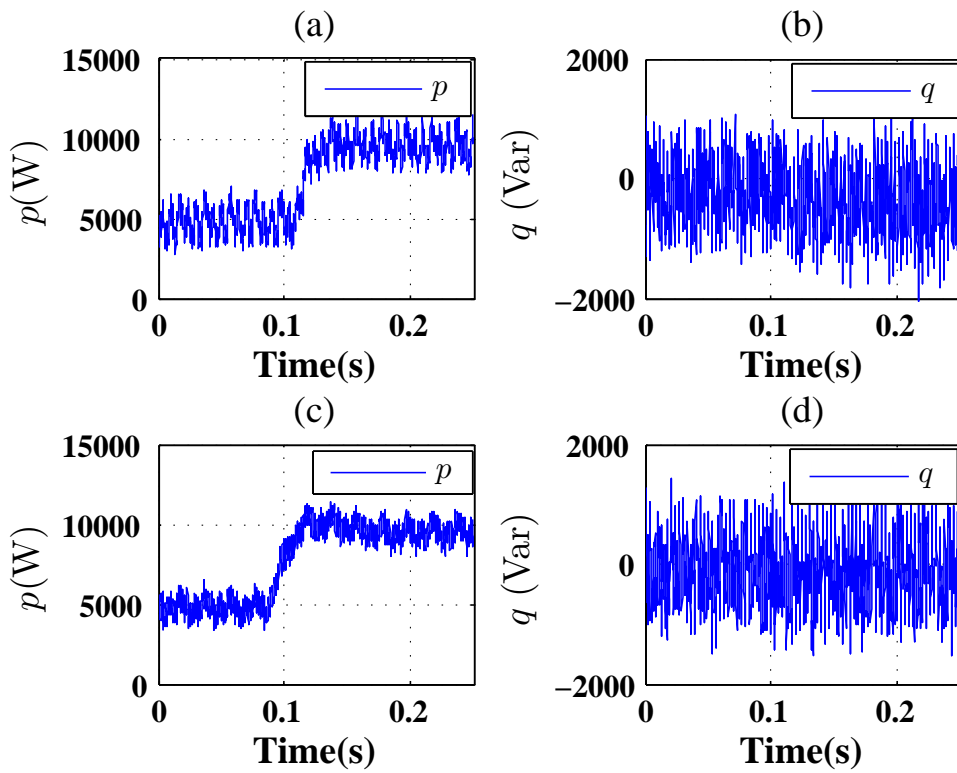


图 4-11 有功功率和和无功功率的波形 (a 和 b) 所提控制策略, (c 和 d)PI 控制策略
Fig4-11 Responses of active and reactive power p and q , (a and b) The proposed control, (c and d) PI control

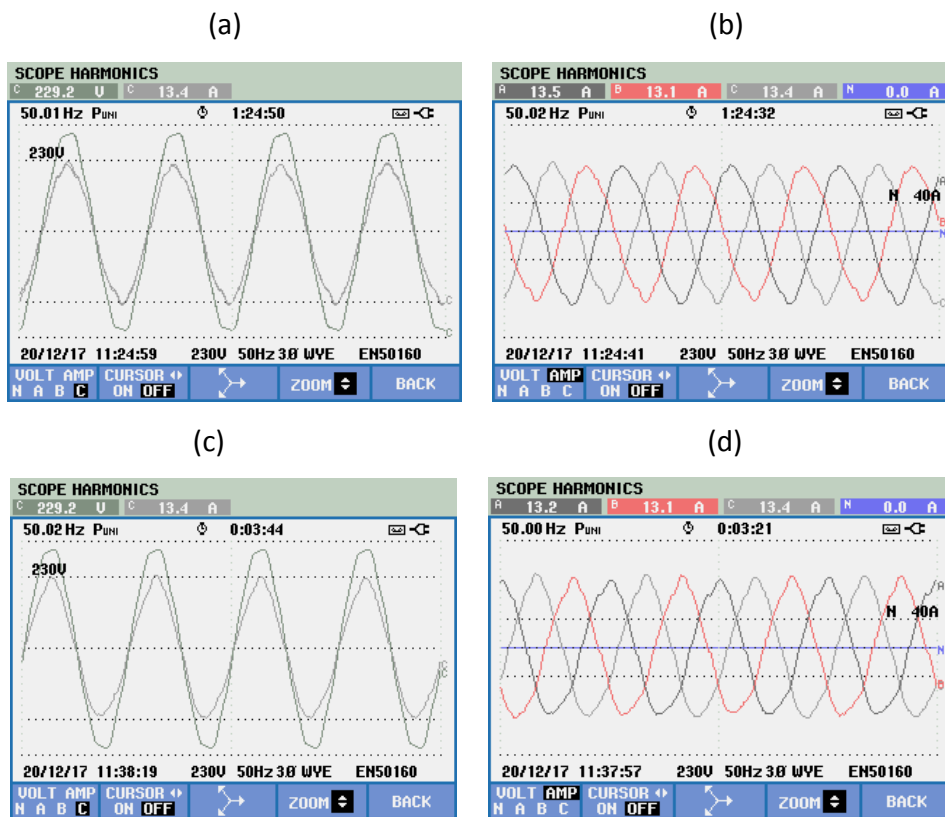


图 4-12 C 相电压和电流的波形 (a 和 b) 所提控制策略, (c 和 d)PI 控制策略

Fig4-12 Responses of grid voltage e_c and input current i_c and the three phase current, (a and b) The proposed control, (c and d) PI control.

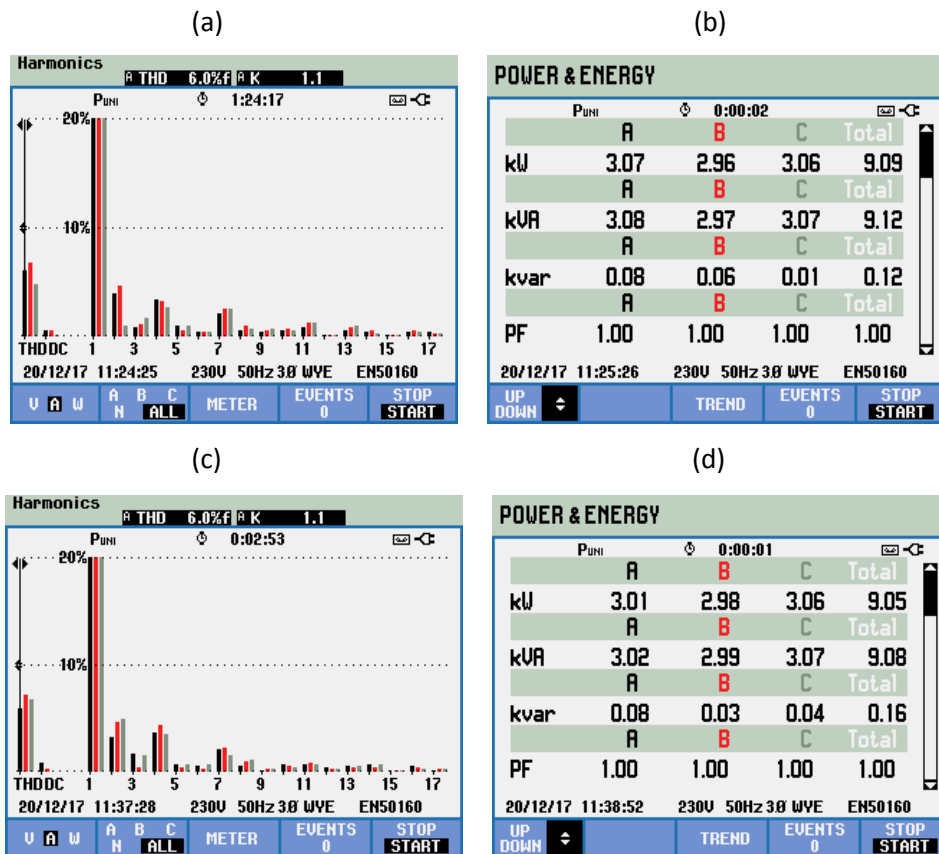


图 4-13

图 4-14 电流 THD 和功率因数 (a) 所提控制策略, (b)PI 控制策略

Fig 4-14 Current harmonic spectrum, active and reactive power and power factor, (a and b) The proposed control, (c and d) PI control.

第5章 不平衡电网下三相整流器的二阶滑模控制策略研究

5.1 引言

第三章和第四章研究了三相整流器在三相平衡电网下的控制策略。然而，在实际的电网中，当电网发生故障或者大量不平衡和非线性负载使用时，会导致三相电网不平衡。当三相电网不平衡时，电网电压会产生正序、负序分量（三相四线制系统还会产生零序分量），使得三相整流器的输入功率中包含幅值较大的二次有功功率谐波和二次无功功率谐波，进而产生相应的二次电流谐波，造成直流侧电压出现二次脉动，影响三相整流器直流侧输出电压的质量。由于 PWM 整流器具有双向流动特性，直流侧二次脉动经过 PWM 调制后又返回到交流侧，不平衡问题会在电网中叠加，引发电网大面积污染，进而威胁电力系统的稳定运行^[117,118]。因此，为了确保三相整流器在电网不平衡时，仍然能够具有良好的运行特性，需在三相不平衡电网下重新设计控制策略。

当三相电网不平衡时，最理想的情况是通过某种特定的控制策略，保证整流器达到与三相电网平衡时相同的控制效果，消除电网不平衡对其产生的影响。但是文献 [56] 已经证明在三相电网不平衡时，无法仅通过设计控制策略来消除不平衡电网对整流器造成的影响。因此，在设计不平衡电网下整流器的控制策略时，需要放弃某些控制需求。通常情况下，有三种控制方案，即消除有功功率的波动控制、消除无功功率波动控制和消除负序电流控制，三种控制方案之间互相矛盾。另外，在设计不平衡电网下的控制策略时，通常都需要对不平衡电压/电流进行正负序分离。本章将以三相两电平整流器为研究对象，在两相静止坐标系设计三相不平衡电网下三相整流器的功率-电流协同控制策略。首先利用自适应观测器，估测三相不平衡电网电压的正负序分量。基于二阶滑模微分器，设计二阶滑模电流控制器保证电流无静差跟踪其期望值，基于二阶滑模观测器设计自抗扰电压控制器控制整流器输出电压。

5.2 电网不平衡下的整流器模型及控制目标

5.2.1 电网不平衡下的整流器模型

三相两电平整流器的拓扑结构已在第三章介绍。本章将在三相电网不平衡的情况下，设计控制策略控制三相两电平整流器。

为了方便控制策略的设计，假设三相电压 v_{abc} 仅含有基波含量，电网频率是缓慢变化的（可能是一个常数或阶跃变化的数）。三相电压 v_{abc} 可以表示为：

$$v_{abc} = v_{abc}^+ + v_{abc}^-, \quad (5-1)$$

正序电压为

$$v_{abc}^+ = \begin{bmatrix} \tilde{V}^+ \sin(\omega t + \theta^+) \\ \tilde{V}^+ \sin(\omega t + \theta^+ - \frac{2}{3}\pi) \\ \tilde{V}^+ \sin(\omega t + \theta^+ + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}, \quad (5-2)$$

负序电压为

$$v_{abc}^- = \begin{bmatrix} \tilde{V}^- \sin(-\omega t + \theta^-) \\ \tilde{V}^- \sin(-\omega t + \theta^- + \frac{2}{3}\pi) \\ \tilde{V}^- \sin(-\omega t + \theta^- - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}, \quad (5-3)$$

其中 ω 是电网的角频率， \tilde{V}^+ 和 \tilde{V}^- 表示正序和负序电压的幅值， θ^+ 和 θ^- 是正序和负序电压的初始相角。

利用 Clarke 变换，电网电压可以写成：

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= v_{\alpha\beta}^+ + v_{\alpha\beta}^- \\ &= \tilde{V}^+ \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta^+) \\ \sin(\omega t + \theta^+) \end{bmatrix} + \tilde{V}^- \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \theta^-) \\ \sin(-\omega t + \theta^-) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (5-4)$$

其中 $v_{\alpha\beta}^+ = [v_{\alpha}^+, v_{\beta}^+]^T$ 和 $v_{\alpha\beta}^- = [v_{\alpha}^-, v_{\beta}^-]^T$ 。

根据文献 [39]，不平衡电网下整流器 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的动态方程可表示为：

$$\begin{aligned} L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} - r i_{\alpha\beta}, \\ C \frac{d}{dt} \left(\frac{v_{dc}^2}{2} \right) &= \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}^2}{R_L}, \end{aligned} \quad (5-5)$$

其中 $i_{\alpha\beta}$ 是 $\alpha\beta$ 静止坐标系下电网电流， v_{dc} 是直流侧输出电压。

5.2.2 控制目标

基于文献 [54]，有功功率和无功功率可写成：

$$P = P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t), \quad (5-6)$$

$$Q = Q_0 + Q_{c2} \cos(2\omega t) + Q_{s2} \sin(2\omega t), \quad (5-7)$$

其中

$$\begin{aligned}
 P_0 &= v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+ + v_d^- i_d^- + v_q^- i_q^-, \\
 P_{c2} &= v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^- + v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+, \\
 P_{s2} &= v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+ - v_q^+ i_d^- + v_d^+ i_q^-, \\
 Q_0 &= v_q^+ i_d^+ - v_d^+ i_q^+ + v_q^- i_d^- - v_d^- i_q^-, \\
 Q_{c2} &= v_q^+ i_d^- - v_d^+ i_q^- + v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+, \\
 Q_{s2} &= v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^- - v_d^- i_d^+ - v_q^- i_q^+.
 \end{aligned} \tag{5-8}$$

v_d^+, v_q^+, i_d^+ 和 i_q^+ 分别是 dq 同步旋转坐标下的正序电网电压和电感电流, v_d^-, v_q^-, i_d^- 和 i_q^- 分别是 dq 同步旋转坐标下的负序电网电压和电感电流, 为了表示方便, 本章中设置正序和负序的初始相位角为 0 (瞬时功率与初始相位角无关)。

从上式 (5-8) 可以看出由于电网不平衡, 有功功率和无功功率都存在 2 倍频的波动。但是由于方程维数的限制, 不可能同时消除有功功率和无功功率 2 倍频波动^[54]。因此, 通常有三种控制方案, 即消除负序电流控制、消除有功功率控制波动以及消除无功功率波动控制。上述表达式 $P_0, P_{c2}, P_{s2}, Q_0, Q_{c2}$ 和 Q_{s2} 都是在 dq 旋转坐标系下。这就需要用到锁相环去估计电网电压的角频率和相角, 然后再将电压和电流转换到旋转坐标系下。如果将上面的方程转换到 α, β 静止坐标系, 就可以省去相角估计和 Park 变换的过程。将式 (5-8) 转化到 α, β 静止坐标系, 可得:

$$P_0 = v_\alpha^+ i_\alpha^+ + v_\beta^+ i_\beta^+ + v_\alpha^- i_\alpha^- + v_\beta^- i_\beta^-, \tag{5-9}$$

$$P_{c2} = \eta_1 \cos(2\omega t) - \eta_2 \sin(2\omega t), \tag{5-10}$$

$$P_{s2} = \eta_1 \sin(2\omega t) + \eta_2 \cos(2\omega t), \tag{5-11}$$

$$Q_0 = -v_\alpha^+ i_\beta^+ + v_\beta^+ i_\alpha^+ - v_\alpha^- i_\beta^- + v_\beta^- i_\alpha^-, \tag{5-12}$$

$$Q_{c2} = \eta_3 \cos(2\omega t) - \eta_4 \sin(2\omega t), \tag{5-13}$$

$$Q_{s2} = \eta_3 \sin(2\omega t) + \eta_4 \cos(2\omega t), \tag{5-14}$$

其中

$$\eta_1 = v_\alpha^+ i_\alpha^- + v_\beta^+ i_\beta^- + v_\alpha^- i_\alpha^+ + v_\beta^- i_\beta^+, \tag{5-15}$$

$$\eta_2 = v_\alpha^+ i_\beta^- - v_\beta^+ i_\alpha^- - v_\alpha^- i_\beta^+ + v_\beta^- i_\alpha^+, \tag{5-16}$$

$$\eta_3 = -v_\alpha^+ i_\beta^- + v_\beta^+ i_\alpha^- - v_\alpha^- i_\beta^+ + v_\beta^- i_\alpha^+, \tag{5-17}$$

$$\eta_4 = v_\alpha^+ i_\alpha^- + v_\beta^+ i_\beta^- - v_\alpha^- i_\alpha^+ - v_\beta^- i_\beta^+. \tag{5-18}$$

基于式 (5-9)-(5-18), 可得如下三种控制目标。

5.2.2.1 消除负序电流

负序电流的存在会引起交流测电流不平衡。因此，为了得到对称的三相电流，应当消除负序电流，即 $i_{\alpha}^{-} = i_{\beta}^{-} = 0$ 。根据式 (5-9) 和 (5-12) 可得：

$$\begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ & v_{\beta}^+ \\ v_{\beta}^+ & -v_{\alpha}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \end{bmatrix}. \quad (5-19)$$

电流指令为 $i_{\alpha\beta}^*$ ：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{-*} \\ i_{\beta}^{-*} \end{bmatrix} = \frac{P^*}{D_1} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{Q^*}{D_1} \begin{bmatrix} v_{\beta}^+ \\ -v_{\alpha}^+ \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5-20)$$

其中 P^* 和 Q^* 是有功功率和无功功率的期望值， $D_1 = \|v_{\alpha}^+\|^2 + \|v_{\beta}^+\|^2$ 。可以看出 η_1, η_2, η_3 和 η_4 都不等于零，也即是 P_{c2}, P_{s2}, Q_{c2} 和 Q_{s2} 都不等于零。这就意味着有功功率和无功功率仍然会存在二倍频脉动。

5.2.2.2 消除有功功率波动

为了消除有功功率波动，应使 P_{c2} 和 P_{s2} 等于零。因此，利用式 (5-10), (5-11), (5-15) 和 (5-16), 可得，

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{-*} \\ i_{\beta}^{-*} \end{bmatrix} = \frac{P^*}{D_1 - D_2} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \\ -v_{\alpha}^- \\ -v_{\beta}^- \end{bmatrix} + \frac{Q^*}{D_1 + D_2} \begin{bmatrix} v_{\beta}^+ \\ -v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^- \\ -v_{\alpha}^- \end{bmatrix}, \quad (5-21)$$

其中 $D_2 = \|v_{\alpha}^+\|^2 - \|v_{\beta}^+\|^2$ 。实际上，有功功率的动态性能直接影响到直流侧输出电压的性能^[54]。因此，如果能消除有功功率的波动，输出电压也可以保持恒定值。但是这种情况下，不仅无功功率仍然存在 2 倍频波动，而且三相电流仍然是不平衡的。

5.2.2.3 消除无功功率波动

为了消除无功功率波动，应使 Q_{c2} 和 Q_{s2} 等于零。因此，利用式 (5-13), (5-14), (5-17) 和 (5-18), 可得，

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{-*} \\ i_{\beta}^{-*} \end{bmatrix} = \frac{P^*}{D_1 + D_2} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \\ v_{\alpha}^- \\ v_{\beta}^- \end{bmatrix} + \frac{Q^*}{D_1 - D_2} \begin{bmatrix} v_{\beta}^+ \\ -v_{\alpha}^+ \\ -v_{\beta}^- \\ v_{\alpha}^- \end{bmatrix}. \quad (5-22)$$

可以发现在这种控制方案下，无功功率是恒定的，但是三相电流仍然时不平衡的，且有功功率输出也会出现二倍频脉动。

实际上，上面的三种控制目标可以整合为：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{P^*}{D_1 + \xi D_2} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ + \xi v_{\alpha}^- \\ v_{\beta}^+ + \xi v_{\beta}^- \end{bmatrix} + \frac{Q^*}{D_1 - \xi D_2} \begin{bmatrix} v_{\beta}^+ - \xi v_{\beta}^- \\ -v_{\alpha}^+ + \xi v_{\alpha}^- \end{bmatrix}, \quad (5-23)$$

其中 ξ 是协同系数满足 $-1 \leq \xi \leq 1$ 。在实际应用中，可根据需要选择 ξ 不同的值满足系统要求。当 $\xi = -1$ 时，电流指令 $i_{\alpha\beta}^*$ 与第二个控制目标一样，可以消除有功功率的波动；当 $\xi = 0$ 时，电流指令 $i_{\alpha\beta}^*$ 与第一个控制目标一样，可以消除系统中的负序电流，保证三相电流平衡；当 $\xi = 1$ 时，电流指令 $i_{\alpha\beta}^*$ 与第三个控制目标一样，可用于消除无功功率的波动。除了，这三个特殊值以外，也可以灵活的选择 ξ 的值，实现不同的控制目标。

5.3 控制策略设计

基于整流器的动态方程和级联控制结构，本小节将设计一个有效的控制策略实现不同的控制目标。所设计的控制框图如图 5-1 所示。首先，利用自适应观测器在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下来估计电网电压的正序和负序分量。在内环基于二阶滑模微分器 (STD) 设计一个二阶滑模 (STA) 电流控制器，确保电流能够跟踪其期望值 (5-23)，以实现不同的控制目标。在外环基于二阶滑模观测器 (STO) 设计一个自抗扰控制器来调节输出电压并为内环提高有功功率指令。

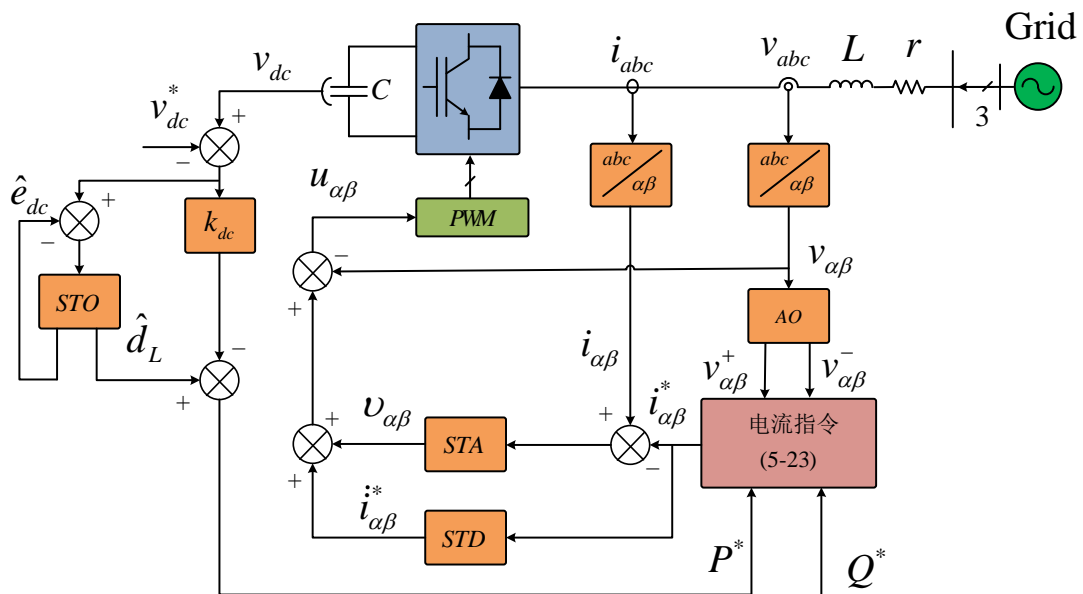


图 5-1 所提控制策略的控制框图

Table 5-1 Proposed cascaded control structure

5.3.1 不平衡电网电压的估计

从5.2.2节，可发现不论是哪种控制目标，都需要电网电压的正负序分量信息。本小节将利用自适应观测器（AO）去估计电网电压的正负序分量。

对式 (5-4) 求导，可得：

$$\dot{v}_{\alpha\beta} = \omega J(v_{\alpha\beta}^+ - v_{\alpha\beta}^-), \quad (5-24)$$

其中

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

构造如下的辅助变量：

$$\vartheta_{\alpha\beta} = \frac{\kappa}{\omega}(v_{\alpha\beta}^+ - v_{\alpha\beta}^-), \quad (5-25)$$

其导数为：

$$\dot{\vartheta}_{\alpha\beta} = \kappa J(v_{\alpha\beta}^+ + v_{\alpha\beta}^-), \quad (5-26)$$

其中 κ 是一个正的常数。

根据文献 [119]，可构造如下的自适应观测器估计电压的正负序分量：

$$v_{\alpha\beta}^+ = 0.5 \left(\hat{v}_{\alpha\beta} + \frac{\hat{\omega}_0}{\varpi_0} \hat{\vartheta}_{\alpha\beta} \right), \quad (5-27)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = 0.5 \left(\hat{v}_{\alpha\beta} - \frac{\hat{\omega}_0}{\varpi_0} \hat{\vartheta}_{\alpha\beta} \right), \quad (5-28)$$

其中

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\Omega}}_0 &= \gamma \tilde{v}_{\alpha\beta}^T J \hat{\vartheta}_{\alpha\beta}, \\ \dot{\hat{\vartheta}}_{\alpha\beta} &= \varpi_0 J \hat{v}_{\alpha\beta}, \\ \dot{\hat{v}}_{\alpha\beta} &= \hat{\Omega}_0 J \hat{\vartheta}_{\alpha\beta} + \lambda \tilde{v}_{\alpha\beta}, \\ \hat{\omega}_0 &= \sqrt{\varpi_0 \hat{\Omega}_0}, \\ J &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (5-29)$$

$\tilde{v}_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta} - \hat{v}_{\alpha\beta}$, λ , γ 和 ϖ_0 是正的常数，可根据文献 [119] 进行选择。

5.3.2 电流追踪环设计

5.3.2.1 SAT 控制器设计

为了能够使电流 $i_{\alpha\beta}$ 跟踪其期望值 $i_{\alpha\beta}^* = [i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*]^T$ ，将在内环设计 STA 电流控

制器。

定义如下的电流跟踪误差 $\tilde{i}_\alpha = i_\alpha - i_\alpha^*$ 和 $\tilde{i}_\beta = i_\beta - i_\beta^*$ 。从式 (5-5) 可得：

$$\dot{\tilde{i}}_\alpha = \frac{1}{L}(v_\alpha - \frac{v_{dc}}{2}u_\alpha - ri_\alpha) - \dot{i}_\alpha^*, \quad (5-30)$$

$$\dot{\tilde{i}}_\beta = \frac{1}{L}(v_\beta - \frac{v_{dc}}{2}u_\beta - ri_\beta) - \dot{i}_\beta^*. \quad (5-31)$$

定义滑模变量 \tilde{i}_α 和 \tilde{i}_β 。设计如下的 STA 控制器：

$$u_\alpha = \frac{2L}{v_{dc}}(\mu_\alpha(\tilde{i}_\alpha) + \frac{v_\alpha}{L} - \dot{i}_\alpha^*), \quad (5-32)$$

$$u_\beta = \frac{2L}{v_{dc}}(\mu_\beta(\tilde{i}_\beta) + \frac{v_\beta}{L} - \dot{i}_\beta^*), \quad (5-33)$$

其中

$$\mu_\alpha(\tilde{i}_\alpha) = \lambda_\alpha |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + \chi_\alpha \int_{t_0}^t \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) ds, \quad (5-34)$$

$$\mu_\beta(\tilde{i}_\beta) = \lambda_\beta |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + \chi_\beta \int_{t_0}^t \text{sign}(\tilde{i}_\beta) ds, \quad (5-35)$$

其中 $\lambda_\alpha > 0, \lambda_\beta > 0, \chi_\alpha > 0$ 和 $\chi_\beta > 0$ 。因为 ‘ ri_α ’ 和 ‘ ri_β ’ 通常是未知的，不能够直接用到控制器中，看作是未知外部扰动。

将式 (5-32) 和 (5-33) 代入式 (5-30) 和 (5-31) 可得：

$$\dot{\tilde{i}}_\alpha = -\mu_\alpha(\tilde{i}_\alpha) + d_\alpha, \quad (5-36)$$

$$\dot{\tilde{i}}_\beta = -\mu_\beta(\tilde{i}_\beta) + d_\beta, \quad (5-37)$$

其中 d_α 和 d_β 可看作系统的集总扰动。

利用式 (5-34) 和 (5-35), 式 (5-36) 和 (5-37) 可表示为：

$$\dot{\tilde{i}}_\alpha = -\lambda_\alpha |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + \varphi_\alpha, \quad (5-38)$$

$$\dot{\varphi}_\alpha = -\chi_\alpha \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + \dot{d}_\alpha, \quad (5-39)$$

$$\dot{\tilde{i}}_\beta = -\lambda_\beta |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + \varphi_\beta, \quad (5-40)$$

$$\dot{\varphi}_\beta = -\chi_\beta \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + \dot{d}_\beta, \quad (5-41)$$

其中 \dot{d}_α 分别是 \dot{d}_β 是扰动 d_α 和 d_β 的导数。假设它们是有界的，其满足 $\|\dot{d}_\alpha\| \leq \bar{D}_\alpha$ 以及 $\|\dot{d}_\beta\| \leq \bar{D}_\beta$ 其中 \bar{D}_α 和 \bar{D}_β 是正数。

下面利用李雅普诺夫函数稳定原理证明系统 (5-38)-(5-39) 和 (5-40)-(5-41) 的稳定性。为了方便表达，仅证明系统 (5-38)-(5-39) 的稳定性。因为滑模变量 \tilde{i}_α 和

\tilde{i}_β 是解耦的，证明过程类似。

构造如下的李雅普诺夫函数：

$$V_\alpha = \zeta_\alpha^T P_\alpha \zeta_\alpha, \quad (5-42)$$

其中 $\zeta_\alpha = [\zeta_{\alpha 1}, \zeta_{\alpha 2}]^T = [|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha), \varphi_\alpha]^T$ ，矩阵

$$P_\alpha = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha^2 + 4\chi_\alpha & -\lambda_\alpha \\ -\lambda_\alpha & 2 \end{bmatrix}.$$

由于 λ_α 和 χ_α 是正的常数，所以矩阵 P 是正定矩阵。对 ζ_α 求导得：

$$\dot{\zeta}_\alpha = \frac{1}{|\zeta_{\alpha 1}|} (A_\alpha \zeta_\alpha + B_\alpha \varepsilon_\alpha), \quad (5-43)$$

其中

$$A_\alpha = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_\alpha}{2} & \frac{1}{2} \\ -\chi_\alpha & 0 \end{bmatrix}, B_\alpha = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \varepsilon_\alpha = |\zeta_{\alpha 1}| \dot{d}_\alpha.$$

式 (5-42) 可写成：

$$\begin{aligned} \dot{V}_\alpha &= \dot{\zeta}_\alpha^T P_\alpha \zeta_\alpha + \zeta_\alpha^T P_\alpha \dot{\zeta}_\alpha \\ &= \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} (2\zeta_\alpha^T A_\alpha^T + 2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T) P_\alpha \zeta_\alpha \\ &\leq \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} [(2\zeta_\alpha^T A_\alpha^T + 2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T) P_\alpha \zeta_\alpha + \bar{D}_\alpha^2 |\tilde{i}_\alpha| - \varepsilon_\alpha^2] \\ &= \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} [\zeta_\alpha^T (A_\alpha^T P_\alpha + P_\alpha A_\alpha + \bar{D}_\alpha^2 W_\alpha) \zeta_\alpha \\ &\quad + 2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T P_\alpha \zeta_\alpha - \varepsilon_\alpha^2], \end{aligned} \quad (5-44)$$

其中

$$W_\alpha = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

利用 Young 不等式^[120]，可得：

$$2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T P_\alpha \zeta_\alpha - \varepsilon_\alpha^2 \leq \zeta_\alpha^T P_\alpha B_\alpha B_\alpha^T P_\alpha \zeta_\alpha. \quad (5-45)$$

将式 (5-45) 代入 (5-44) 得：

$$\dot{V}_\alpha \leq \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} \zeta_\alpha^T (A_\alpha^T P_\alpha + P_\alpha A_\alpha + \bar{D}_\alpha^2 W_\alpha + P_\alpha B_\alpha B_\alpha^T P_\alpha) \zeta_\alpha$$

$$= \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} \zeta_\alpha^T M_\alpha \zeta_\alpha, \quad (5-46)$$

其中

$$M = \begin{bmatrix} \bar{D}_\alpha^2 - \lambda_\alpha \chi_\alpha - \frac{\lambda_\alpha^2(2\lambda_\alpha-1)}{4} & \frac{\lambda_\alpha(\lambda_\alpha-1)}{2} \\ \frac{\lambda_\alpha(\lambda_\alpha-1)}{2} & \frac{2-\lambda_\alpha}{2} \end{bmatrix}.$$

根据 Schur 补引理, 可选

$$\lambda_\alpha > 2, \quad (5-47)$$

$$\chi_\alpha > \frac{\lambda_\alpha^3 + \bar{D}_\alpha^2(4\lambda_\alpha - 8)}{\lambda_\alpha(4\lambda_\alpha - 8)}, \quad (5-48)$$

保证 $\dot{V}_\alpha < 0$.

根据拉塞尔不变性定理^[112], 当 $t \rightarrow \infty$ 时, ζ_α 收敛到 0, 也就是 $\zeta_\alpha = \dot{\zeta}_\alpha = 0$, $\tilde{i}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_\alpha = 0$ 。

5.3.2.2 STD 微分器设计

从式 (5-32) 和 (5-33) 可以发现它们需要 i_α^* 和 i_β^* 的导数。因为 i_α^* 和 i_β^* 是时变正弦信号, 它们的导数不但会影响系统的动态性能也会影响系统的静态性能。然而传统的线性微分方法对测量误差比较敏感, 而且通常还存在时滞现象。因此, 本章将采用鲁棒性较强的 STD 微分器去计算 i_α^* 和 i_β^* 的导数。

定义如下辅助系统:

$$\dot{z}_\alpha = v_\alpha, \quad (5-49)$$

$$\dot{z}_\beta = v_\beta, \quad (5-50)$$

其中 z_α, z_β 和 v_α, v_β 分别是系统的状态变量和控制输入。定义

$$s_\alpha = z_\alpha - i_\alpha^*, \quad (5-51)$$

$$s_\beta = z_\beta - i_\beta^*, \quad (5-52)$$

为滑模变量。

式 (5-51) 和 (5-52) 的导数为:

$$\dot{s}_\alpha = \dot{z}_\alpha - \dot{i}_\alpha^*, \quad (5-53)$$

$$\dot{s}_\beta = \dot{z}_\beta - \dot{i}_\beta^*. \quad (5-54)$$

利用式 (5-49) 和 (5-50), (5-53) 和 (5-54) 变成:

$$\dot{s}_\alpha = v_\alpha - \dot{i}_\alpha^*, \quad (5-55)$$

$$\dot{s}_\beta = v_\beta - \dot{i}_\beta^* \quad (5-56)$$

设计如下的控制器：

$$v_\alpha = -\lambda_{std\alpha} |s_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\alpha) - \chi_{std\alpha} \int_{t_0}^t \text{sign}(s_\alpha) ds, \quad (5-57)$$

$$v_\beta = -\lambda_{std\beta} |s_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\beta) - \chi_{std\beta} \int_{t_0}^t \text{sign}(s_\beta) ds, \quad (5-58)$$

其中 $\lambda_{std\alpha} > 0$, $\lambda_{std\beta} > 0$, $\chi_{std\alpha} > 0$ 和 $\chi_{std\beta} > 0$ 。

将式 (5-57) 和 (5-58) 代入 (5-55) 和 (5-56) 得：

$$\dot{s}_\alpha = -\lambda_{std\alpha} |s_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\alpha) + \varphi_{std\alpha}, \quad (5-59)$$

$$\dot{\varphi}_{std\alpha} = -\chi_{std\alpha} \text{sign}(s_\alpha) - \dot{i}_\alpha^*, \quad (5-60)$$

$$\dot{s}_\beta = -\lambda_{std\beta} |s_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\beta) + \varphi_{std\beta}, \quad (5-61)$$

$$\dot{\varphi}_{std\beta} = -\chi_{std\beta} \text{sign}(s_\beta) - \dot{i}_\beta^*, \quad (5-62)$$

其中 $\|\dot{i}_\alpha^*\| \leq \epsilon_{std\alpha}$, $\|\dot{i}_\beta^*\| \leq \epsilon_{std\beta}$, $\epsilon_{std\alpha}$ 是 $\epsilon_{std\beta}$ 正的常数。

根据式 (5-42)-(5-44), 可选

$$\lambda_{std\alpha} > 2, \quad (5-63)$$

$$\chi_{std\alpha} > \frac{\lambda_{std\alpha}^3 + \epsilon_{std\alpha}^2 (4\lambda_{std\alpha} - 8)}{\lambda_{std\alpha} (4\lambda_{std\alpha} - 8)}, \quad (5-64)$$

$$\lambda_{std\beta} > 2, \quad (5-65)$$

$$\chi_{std\beta} > \frac{\lambda_{std\beta}^3 + \epsilon_{std\beta}^2 (4\lambda_{std\beta} - 8)}{\lambda_{std\beta} (4\lambda_{std\beta} - 8)}, \quad (5-66)$$

保证系统 (5-59)-(5-62) 渐进稳定, 即 s_α , \dot{s}_α , s_β 以及 \dot{s}_β 收敛到零。最后, 从式 (5-53) 和 (5-54), 可得

$$\dot{i}_\alpha^* = v_\alpha, \quad (5-67)$$

$$\dot{i}_\beta^* = v_\beta. \quad (5-68)$$

5.3.3 电压调整环设计

在电压调节环, 将基于 STO 观测器设计一个比例控制器去调节输出电压。假设电流动态远快于电压动态^[111], 那么从式 (5-5) 可得:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{v_{dc}} (P^* - p_L), \quad (5-69)$$

其中 P^* 看作是系统 (5-69) 的控制输入, $p_L = \frac{v_{dc}^2}{R_L}$ 是系统的外部扰动。

系统 (5-69) 可写成:

$$\dot{z}_{dc} = \frac{1}{C}(u_{dc} - d_L), \quad (5-70)$$

其中 $z_{dc} = \frac{v_{dc}^2}{2}$, $u_{dc} = P^*$ 和 $d_L = p_L$ 。

设计如下的自抗扰控制器:

$$u_{dc} = -k_{dc}e_{dc} + \hat{d}_L, \quad (5-71)$$

保证 z_{dc} 能跟踪其期望值 $z_{dc}^* = \frac{(v_{dc}^*)^2}{2}$, 其中 $e_{dc} = z_{dc} - z_{dc}^*$, $k_{dc} > 0$ 是控制器增益, \hat{d}_L 是 d_L 的估计值。

设计如下的 STO 观测器:

$$\dot{\hat{e}}_{dc} = \frac{1}{C}(u_{dc} - \hat{d}_L), \quad (5-72)$$

其中 \hat{e}_{dc} 是 e_{dc} 的估计值。

定义观测误差 $\hat{e}_{sto} = e_{dc} - \hat{e}_{dc}$, 那么其导数为:

$$\dot{\hat{e}}_{sto} = \frac{1}{C}(\hat{d}_L - d_L). \quad (5-73)$$

可以看出如果 $\hat{e}_{sto} = \dot{\hat{e}}_{sto} = 0$, 那么 $\hat{d}_L = d_L$ 。

同样地, 从式 (5-42)-(5-44), 可得

$$\hat{d}_L = -\lambda_{sto}|\hat{e}_{sto}|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\hat{e}_{sto}) - \chi_{sto} \int_{t_0}^t \text{sign}(\hat{e}_{sto}) ds \quad (5-74)$$

其中 λ_{sto} 和 χ_{sto} 是正的常数, 可以根据式 (5-47) 和 (5-48) 去选择。以此来保证 $\hat{e}_{sto} = \dot{\hat{e}}_{sto} = 0$ 。

进一步, 系统的误差动态可写成:

$$\dot{e}_{dc} = \frac{1}{C}(-k_{dc}e_{dc} + \hat{d}_L - d_L). \quad (5-75)$$

可看出如果 $\hat{d}_L \rightarrow d_L$, 那么 $e_{dc} \rightarrow 0$, 即, $v_{dc} \rightarrow v_{dc}^*$ 。

5.3.4 参数选择

在上一节, 已经利用李雅普诺夫稳定性理论证明了所提控制策略的稳定性。然而, 参数的选择对一个控制策略的性能也有很大的影响。由于不论是电流追踪环还是电压调整环, 都用到了 STA 控制算法。因此, 下面将分析一下 STA 控制算法中控制参数的选择对系统的影响。

对于 STA 算法, 可以构造如下的系统:

$$\dot{\tilde{z}}_1 = -\lambda|\tilde{z}_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\tilde{z}_1) + \tilde{z}_2, \quad (5-76)$$

$$\dot{\tilde{z}}_2 = -\chi\text{sign}(\tilde{z}_1) + f(t), \quad (5-77)$$

其中 $\lambda > 0$ 和 $\chi > 0$ 是需要设计的参数, $f(t)$ 是一个有界的函数。

根据文献 [121], 可得下面的引理。

引理 5.1 针对非线性系统 (5-76)-(5-77), 对于给定的正数 λ, χ 和 f_M 满足 $|f(t)| \leq f_M$ 和 $\chi > f_M$, 如果存在 $\lambda^* > 0$, 使得 $\lambda > \lambda^*$, 那么系统 (5-76) - (5-77) 在有限时间内渐进稳定, 且其收敛时间不小于 $\frac{\tilde{z}_2(0)}{\rho}$, 其中 $\tilde{z}_2(0)$ 是 \tilde{z}_2 初始值, $\rho = \chi - f_M$ 。

实际上, 如果 $\tilde{z}_2(0) = 0$, 可以选择 $\lambda > \max\{\sqrt{\rho/2e}, 2(G^3e/\sigma^3\rho)^{1/4}\}$ [121], 其中 e 是自然常数, σ 是正常数满足 $0 < \sigma < 1$, $G = \chi + f_M$ 。这种情况下, 如果 $\lambda \rightarrow \infty$, 收敛时间将趋于 0。

因此, 根据引理5.1, 可以利用如下步骤选择 STA 的控制参数。首先, 可以看出 $\tilde{z}_2(0)$ 不影响系统的稳定, 令 $\tilde{z}_2(0) = 0$ 。然后, 根据函数 $f(t)$ 的界, 选择参数 $\chi > f_M$ 。逐渐增加 λ 来减小系统的调整时间。当然, 过大的 λ 和 χ 也会增加系统的超调。寻找到最优的 STA 控制参数仍然是一个有待解决的问题。尽管上面的步骤提供了控制策略的选择方法, 但是仍然需要反复的尝试, 来获得比较合适的控制参数。



图 5-2 三相两电平整流器实验平台

Fig.5-2 Laboratory prototype of the three-phase two-level power converter

表 5-1 电路参数
Table 5-1 Parameters Used For Experiment

符号	数值	名称及单位
f	10	开关频率 (kHz)
R_L	$0 \rightarrow 88$	负载电阻 (Ω)
C	1700	电容 (μF)
L	2	电感 (mH)
v_{ref}	750	输出电压参考值 (V)
λ	300	AO 参数
γ	2.22	AO 参数
ω_0	100π	AO 参数

5.4 实验结果

三相两电平整流器实验平台如图 5-2 所示。电路参数如表 5-1 所示，采用 dSpace DS1007 作为数字控制器来执行控制策略。通过三组实验来验证所设计控制策略的可行性。第一组实验验证所设计的控制策略在三种情况下都能灵活的实现控制目标。第二组实验，通过与 PR 电流控制器比较，验证所提控制策略的快速性和鲁棒性。第三组实验室通过与经典的 PI 电压控制器比较，验证所设计控制策略的抗扰动能力。

5.4.1 第一组实验

第一组实验将验证所设计的控制策略在三种情况下，即只有有功功率情况、只有无功功率情况以及既有有功功率又有无功功率情况，都能够灵活的调节有功和无功功率的波动以及网侧电流的不平衡度。实验将 C 相的电压幅值降至 50%，如图 5-3，从而保证三相整流器工作在不平衡电网下。控制参数如表 5-2 所示。

5.4.1.1 只有有功功率的情况

本次实验，无功功率指令设置为 0 Var，直流侧负载电阻为 88Ω ，协同系数 ξ 先从 -1 突变到 0，再到 1。网侧电流、有功功率和无功功率的波形如图 5-5(a) 和 (b) 所示。可以发现当 $\xi = -1$ 时，所设计的控制策略在三相不平衡电网下可消除有功功率的波动。但是此时三相电流是不对称的，而且无功功率波动存在较大二次

表 5-2 控制参数

Table5-2 Parameters of the control strategies

控制结构	控制方法	控制参数
电压调节外环	PI	$K_{pv} = 0.06$
		$K_{iv} = 0.4$
	P+STO	$k_{dc} = 0.06$
		$\lambda_{sto} = 2, \chi_{sto} = 15$
电流跟踪内环	STA+STD	$\lambda_{\alpha} = \lambda_{\beta} = 1.0 * 10^4$
		$\chi_{\alpha} = \chi_{\beta} = 1.2 * 10^7$
		$\lambda_{std\alpha} = \lambda_{std\beta} = 6 * 10^3$
		$\chi_{std\alpha} = \chi_{std\beta} = 1.0 * 10^5$
	PR	$K_{pi} = 8 * 10^3$
		$K_{ri} = 1.8 * 10^6, \omega_c = 0.1$

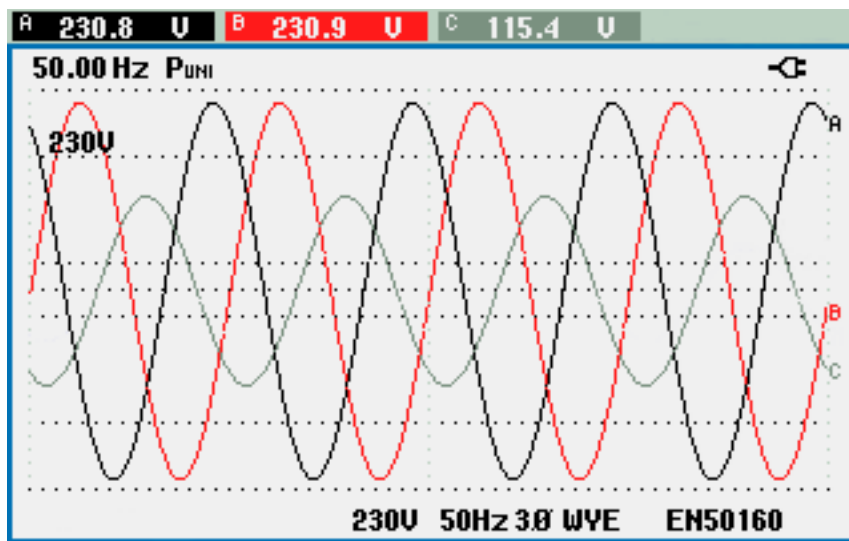


图 5-3 三相不平衡电网

Fig.5-3 Unbalanced grid voltage applied during the experiments

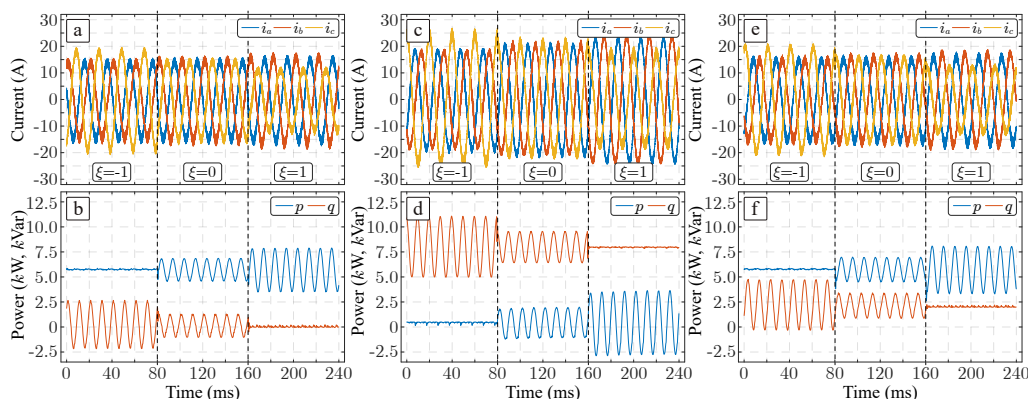


图 5-4

图 5-5 随着 ξ 的变化时不同负载下网侧三相电流以及有功和无功功率波形 (a,b): 只有有功功率的情况, (c,d): 只有无功功率情况, (e,f): 既有有功功率又有无功功率的情况。

Fig. 5-5 The responses of three-phase currents and active and reactive powers under different load cases with $\xi = -1$, $\xi = 0$ and $\xi = 1$, (a,b): Only active power load case, (c,d): Only reactive power load case, (e,f): Mixture of active and reactive powers case.

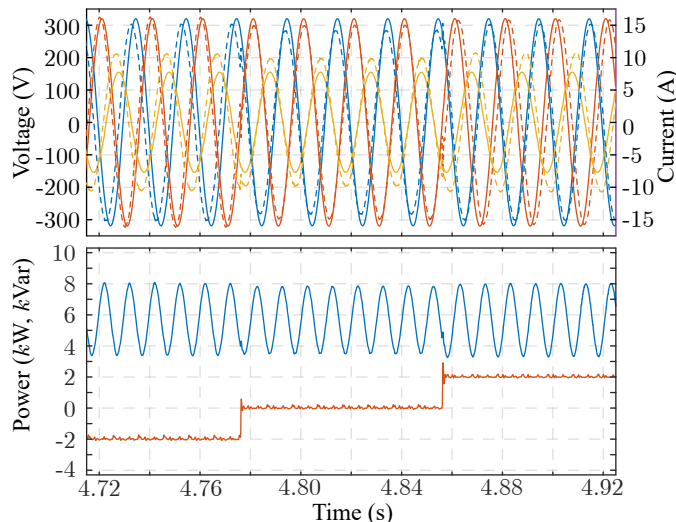


图 5-6 不同功率因数下网侧电压和电流

Fig. 5-6 The responses of grid voltage, three-phase currents and active and reactive powers under different power factors.

脉动。当 $\xi = 0$ 时, 三相电流中不存在负序分量, 但是此时有功功率和无功功率都存在二倍频的波动。但是相对于 $\xi = -1$ 时, 无功功率的二次脉动幅值较小。最后当 $\xi = 1$ 时, 无功功率基本恒定, 但是有功功率存在较大的二次脉动, 且此时三相电流有变成不平衡电流。

5.4.1.2 只有无功功率的情况

本次实验, 无功功率指令设置为 0 Var, 直流侧没有负载, 协同系数 ξ 先从 -1 突变到 0, 再到 1。网侧电流、有功功率和无功功率的波形如图 5-5(c) 和 (d) 所示。可以发现当 $\xi = -1$ 时, 尽管无功功率的平均值为 8 kVar, 但是其仍然存在较大的二次脉动。此时三相电流也是不平衡的, 但是有功功率没有出现二次脉动。当 $\xi = 0$ 时, 三相电流不存在负序分量, 但是此时有功功率和无功功率都出现二次脉动。当 ξ 变成 1 时, 无功功率可以稳定在 8 kVar, 但是有功功率出现幅值较大的波动, 且此时三相电流是三相不平衡电流。

5.4.1.3 既有有功功率也有无功功率的情况

本次实验, 无功功率指令设置为 2 kVar, 直流侧负载电阻为 88Ω , 协同系数 ξ 先从 -1 突变到 0, 再到 1。网侧电流、有功功率和无功功率的波形如图 5-5(e) 和 (f) 所示。可以发现当 $\xi = -1$ 时, 有功功率可以稳定在 5.568 kW, 无功功率存在较大的二次脉动, 但是其平均值仍然为 2 kVar, 另外三相电流此时存在负序分量。当 $\xi = 0$ 时, 三相电流没有负序分量, 但是此时有功功率和无功功率都出现二倍频的波动。当 ξ 变成 1 时, 无功功率可以稳定在 2 kVar, 但是有功功率存在幅值较大的波动, 且此时三相电流不再对称。此外, 图5-6展示了不同功率因数下的三相电压和三相电流, 其中协同系数设置为 1, 直流侧负载电阻为 88Ω , 无功功率指令先从 -2 kVar 突变到 0 Var, 再到 2 kVar。可以发现不论无功功率是 -2 kVar 还是 2 kVar, 三相电压和相对应的三相电流都存在相位差。但是当无功功率为 0 kVar 时, 三相电压和相对应的三相电流是同相位的, 也就是此时系统的功率因数为 1。

以上三组实验验证了所设计的控制策略在不同情况下都可以灵活地实现不同的控制目标。

5.4.2 第二组实验

本实验通过对比 PR 电流控制器验证所设计的控制策略。第一组实验, C 相电压幅值降为原来幅值的一半如图5-3所示, 无功功率指令从 0 kVar 突变到 8 kVar, 直流侧没有负载, 协同系数设置为 1。图 5-7展示了两个控制策略下的电网电流 $i_{\alpha\beta}$ 以及电流跟踪误差。从图中可以看出两种控制策略都能在无功率发生突变时, 保证电流跟踪至其期望值。但是, 所提的控制策略具有更快的响应速度。在三相不

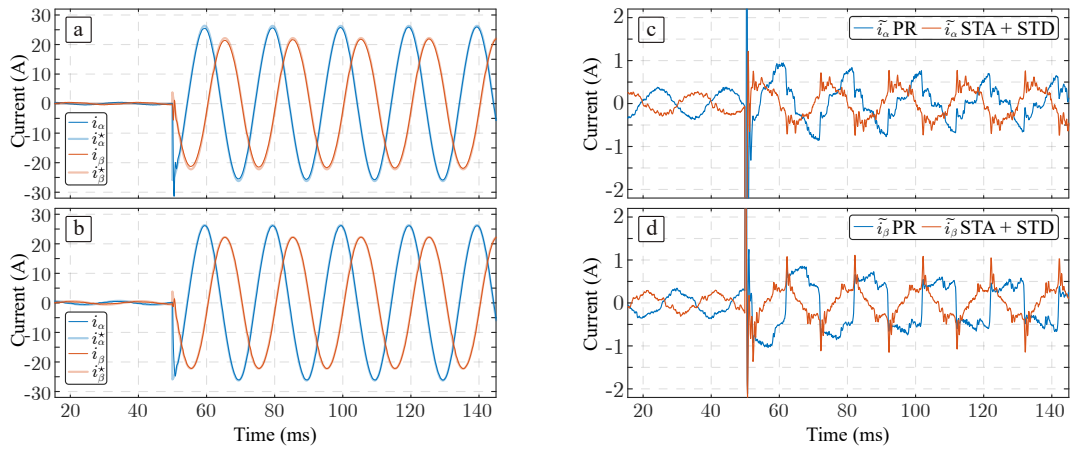


图 5-7 当无功功率从 0 Var 突变到 8 Var 时网侧电流以及其跟踪误差：(a) PR 电流控制器, (b) 所提电流控制器, (c) 电流跟踪误差 \tilde{i}_α (d) 电流跟踪误差 \tilde{i}_β .

Fig.5-7 Grid current and tracking errors when the reactive power changes from 0 VAR to 8 kVAR: (a) PR controller response, (b) proposed controller response, (c) tracking error \tilde{i}_α (d) tracking error \tilde{i}_β .

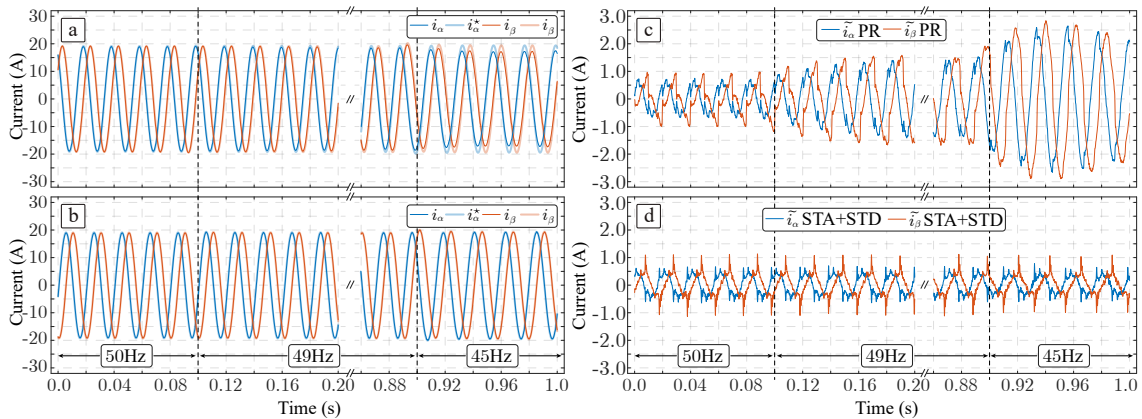


图 5-8 当电网频率从 50 Hz 突变到 49 Hz 再突变到 45 Hz 时网侧电流及其跟踪误差：(a) PR 电流控制器, (b) 所提电流控制器, (c) PR 电流控制器的电流跟踪误差 \tilde{i}_α and \tilde{i}_β (d) 所提电流控制器的电流跟踪误差 \tilde{i}_α and \tilde{i}_β

Fig.5-8 Grid current and tracking errors when the grid frequency changes form 50 Hz to 49 Hz, and then to 45 Hz: (a) PR controller response, (b) proposed controller response, (c) tracking errors \tilde{i}_α and \tilde{i}_β for the PR controller and, (d) tracking error \tilde{i}_α and \tilde{i}_β for the proposed controller.

平衡电网下，两种控制策略的三相电网电流的 THD 是一样的，都是 1.0 %。

在第二组实验，电网为平衡电网，电网频率先从 50 Hz 突变到 49 Hz，然后突变到 45 Hz，无功功率的指令设置为 8 kVar，直流侧没有负载，协同系数设置为 1。在平衡电网电网频率为 50 Hz 时，所设计控制策略三相电流的 THD(0.8 %) 略小于 PR 控制策略三相电流的 THD (0.9 %)。图 5-8展示了两个控制策略下的电网电流 $i_{\alpha\beta}$ 以及电流跟踪误差。从图中可以看出不论电网频率是 50 Hz，49 Hz 还是 45 Hz，两种控制策略都能保证电流跟踪至其期望值。但是当电网频率从 50 Hz 突变到 49 Hz，然后突变到 45 Hz，所提控制策略下的电流跟踪误差几乎保持不变。但是 PR 电流控制器下的电流跟踪误差随着频率的变化而变大。因此，可以看出我们所设计的控制策略比 PR 控制策略对电网频率的变化具有更好的鲁棒性。

5.4.3 第三组实验

本次实验，C 相电压幅值降为原来幅值的一半如图5-3所示，无功功率指令设置为 0 kVar，直流侧负载电阻从空载突变到 88 Ω ，协同系数 ξ 设置为 -1。电压调节环分别采用 PI 控制器和所设计的控制器来调节输出电压，比较它们的性能。电流跟踪内环均采用所设计的电流控制器。

输出电压和三相电流波形如图 5-9 所示。图 5-9d 和 5-9e 分别展示了两种控制策略下电网电流 5 个周期的波形，以便可以更清晰地分析它们的动态特性。从图中可以看出，当直流侧负载发生突变时，两个控制器都能将输出电压调节至其期望值，但是所设计控制策略的调节时间更短，且电压超调量也较小。这就说明所设计的控地策略具有更好抗扰动能力。

5.5 本章小结

本章在两相静止坐标系下设计了一个鲁棒控制策略来解决三相两电平整流器在三相不平衡电网下的控制问题，以满足不同应用场合的需求。所提控制策略，不需要利用传统的锁相环去估计电网频率，而是利用自适应观测器去估计电网电压正负序分量。所提控制策略是一个双环结构，包括电流跟踪环和电压调节环。电流跟踪环基于 STD 微分器设计了一个 STA 电流控制器来控制电流跟踪其期望值，而电压调节环基于 STO 观测器设计了一个简单的自抗扰控制器来调节输出电压。实验结果验证了所提控制策略的有效性。

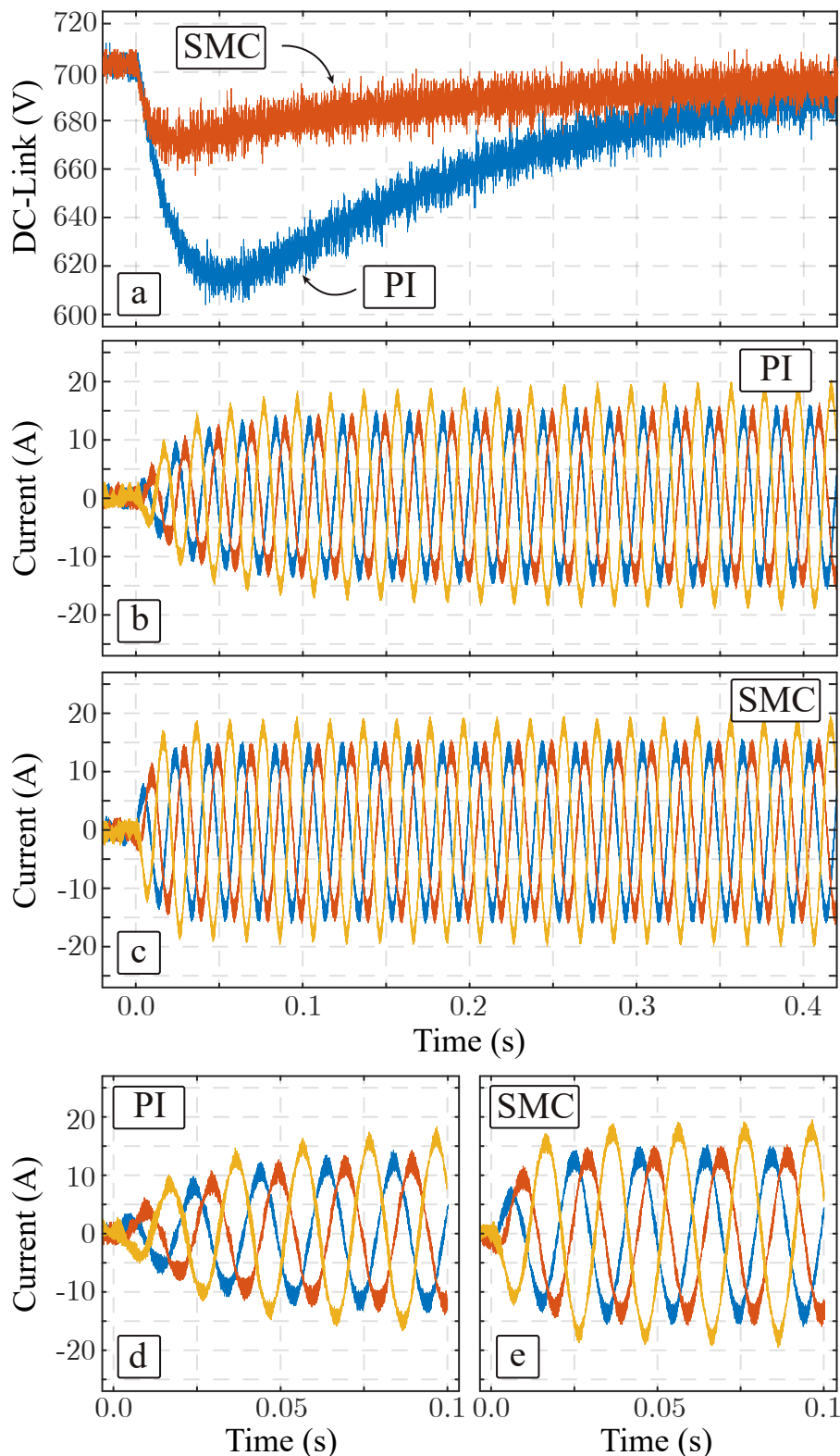


图 5-9 当负载发生突变时，两种控制策略下的电压和三相电流 (a) 输出电压, (b) PI 控制策略下的三相电流, (c) 所提控制策略下的三相电流, (d) PI 控制策略下的三相电流 (e) 所提控制策略下的三相电流,

Fig. 5-9 DC-link voltage and current waveforms when the load changes using the proposed and the PI controller: (a) DC-Link voltage, (b) grid currents for the conventional PI in the voltage regulation loop, (c) grid current for the proposed P + STO controller in the voltage regulation loop, (d) detail of the grid currents for the conventional PI solution and (e) detail of the grid currents for the proposed controller.

第 6 章 三相两电平逆变器的积分滑模控制策略研究

6.1 引言

与整流相对应，逆变是将直流电变成交流电。逆变器分多种类型，按照电路结构分为单相半桥、单相全桥和三相桥式逆变器；按照直流电源的类型分为电压源型和电流源型逆变器；按电压电平级数分为两电平和多电平逆变器^[122]。直流电通过逆变桥将直流电逆变成交流电，然后通过交流侧滤波器滤除高频分量，变成正弦电压，提供给负载或并入电网。滤波器作为逆变系统的一个重要环节，负责滤除逆变器 PWM 调制所产生的高频分量和纹波，其直接决定着逆变器系统性能的好坏。滤波器主要包括三种类型即 L 型、LC 型和 LCL 型^[123,124]。L 型滤波器结构简单、控制特性好，但是其对高频谐波的滤除效果有限，为了得到较好的滤波效果，通常需要选择较大的电感。这样不仅就会增加系统的体积和成本，降低系统的响应速度，而且还会增加电感上的电压降导致系统设计和控制更加困难。LC 型和 LCL 型滤波器拥有滤波电容支路，可以很好的滤除系统的高频谐波分量。不需要采用较大的电感也可实现较好的滤波效果，降低了滤波器的体积和成本。通常，L 型和 LCL 型在并网模式下采用，而 LC 型滤波器多应用在离网模式下。本章将以三相两电平电压源 LC 型逆变器为研究对象，利用非线性控制方法研究其控制策略。首先在同步旋转坐标系下建立三相两电平 LC 型逆变器的不确定性系统模型。基于系统模型，利用扰动观测器估测系统不确定性和外部扰动，然后利用积分滑模控制器调节输出电压至其期望值。

6.2 三相两电平逆变器模型

三相两电平 PWM 逆变器的拓扑结构如图 6-1 a) 所示，其中 v_{dc} 为直流侧母线电压， L_f 和 C_f 分别为滤波电感和滤波电容，其交流负载可以是线性负载，也可以是非线性负载，如图 6-1 b) 所示。逆变器的输出电压 v_{oabc} 和电感电流 i_{fabc} 在 dq 同步旋转坐标系下可表示为^[81]：

$$\dot{v}_{od} = \omega v_{oq} - \frac{1}{C_{f0}} i_{od} + \frac{1}{C_{f0}} i_{fd}, \quad (6-1)$$

$$\dot{v}_{oq} = -\omega v_{od} - \frac{1}{C_{f0}} i_{oq} + \frac{1}{C_{f0}} i_{fq}, \quad (6-2)$$

$$\dot{i}_{fd} = -\frac{1}{L_{f0}} v_{od} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_{f0}} v_{id}, \quad (6-3)$$

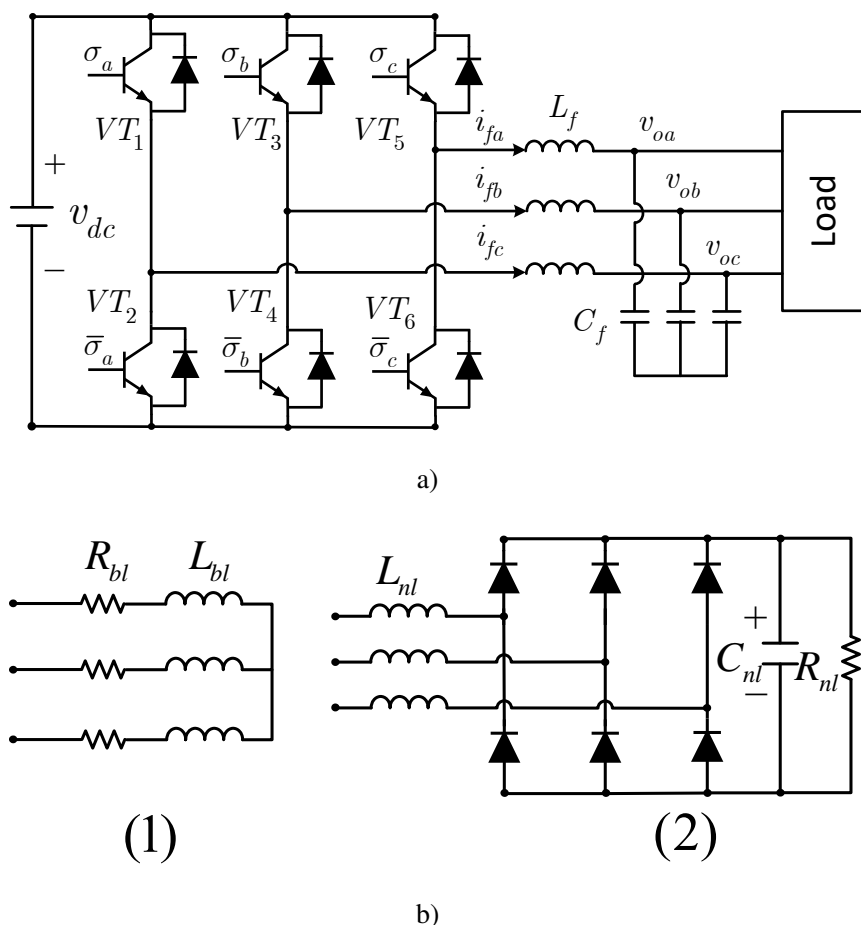


图 6-1 (a) 三相两电平逆变器的拓扑结构图, (b) 逆变器负载: (1) 线性负载, (2) 非线性负载
 Fig. 6-1 (a) The three-phase two-level power inverter with an LC filter (b) The load of the inverter: (1): Linear load, (2) Nonlinear load

$$\dot{i}_{fq} = -\frac{1}{L_{f0}}v_{oq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_{f0}}v_{iq}, \quad (6-4)$$

其中 L_{f0} 和 C_{f0} 是 LC 滤波电感和电容的标称值, ω 是同步坐标的旋转角速度, 它可以调节输出电压的频率, v_{odq} 和 i_{fdq} 是逆变器的输出电压和电感电流, 看作是状态变量, v_{idq} 是逆变器的相电压, 看作是控制输入, i_{odq} 是输出电流, 看作是未知的扰动。

上面的逆变器模型 (B-175)-(B-178) 为逆变器的标称模型, 没有考虑滤波电感和电容的不确定性。然而, 在实际应用中, 电感和电容的实际值和理论值可能会不一致, 也就是

$$L_f = L_{f0} + \Delta L, \quad (6-5)$$

$$C_f = C_{f0} + \Delta C, \quad (6-6)$$

其中 L_{f0} 和 C_{f0} 分别是电感和电容的标称值, ΔL 和 ΔC 分别代表电感和电容的未

知的不确定性部分。

本章的目标是在存在外部扰动和系统参数不确定的情况下设计一个控制策略调节输出电压 v_{odq} 至其参考值 v_{odq}^* ，也就是保证输出电压误差 $x_1 = v_{od} - v_{od}^*$ 和 $x_2 = v_{oq} - v_{oq}^*$ 趋于 0。

因此，为了方便控制策略的设计，根据模型 (B-175)-(B-178)，构造如下新的动态系统为：

$$\dot{x}_1 = \omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 d_1, \quad (6-7)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 d_2, \quad (6-8)$$

$$\dot{x}_3 = -a_2 x_1 + \omega x_4 + a_2 u_1 + d_3, \quad (6-9)$$

$$\dot{x}_4 = -a_2 x_2 - \omega x_3 + a_2 u_2 + d_4, \quad (6-10)$$

其中

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{C_{f0}}, a_2 = \frac{1}{L_{f0}}, \\ d_1 &= \frac{1}{a_1} \left(-\frac{i_{od}}{C_{f0} + \Delta C_{f0}} + \frac{\Delta C_{f0} i_{fd}}{C_{f0}(C_{f0} + \Delta C_{f0})} \right), \\ d_2 &= \frac{1}{a_2} \left(-\frac{i_{oq}}{C_{f0} + \Delta C_{f0}} + \frac{\Delta C_{f0} i_{fq}}{C_{f0}(C_{f0} + \Delta C_{f0})} \right), \\ d_3 &= \frac{\Delta L x_1}{(L_{f0} + \Delta L_{f0})L_{f0}} - \frac{\Delta L_{f0} u_1}{L_{f0}(L_{f0} + \Delta L_{f0})}, \\ d_4 &= \frac{\Delta L x_2}{(L_{f0} + \Delta L_{f0})L_{f0}} - \frac{\Delta L_{f0} u_2}{L_{f0}(L_{f0} + \Delta L_{f0})}. \end{aligned}$$

从上式可发现 d_1 和 d_2 是包含系统不确定和外部扰动的集总扰动，而扰动 d_3 和 d_4 仅包含系统不确定。

6.3 控制策略设计

本小节将根据逆变器的模型 (B-181)-(B-184) 和控制目标设计一个基于扰动观测器的积分滑模控制策略来控制三相两电平逆变器。首先利用扰动观测器来估计集总扰动 d_1 和 d_2 ，然后利用 d_1 和 d_2 的估计值设计积分滑模控制器在存在扰动 d_3 和 d_4 的情况下调节输出电压。所提控制策略的控制结构框图如图6-2所示。下面将给出具体的设计过程。

6.3.1 扰动观测器设计

根据系统 (B-181) 和 (B-182)，设计如下的扰动观测器：

$$\hat{d}_1 = \frac{1}{a_1} (\xi_1 + \lambda_1 x_1), \quad (6-11)$$

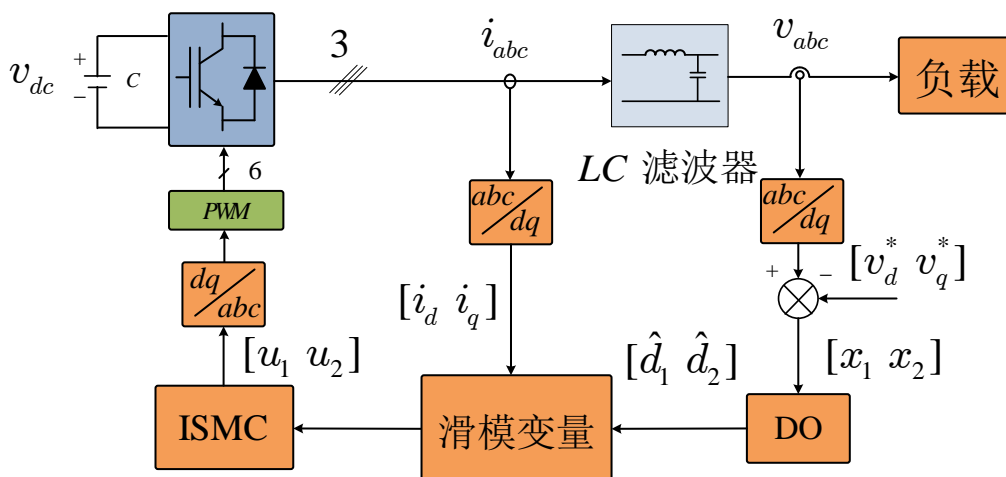


图 6-2 所提控制策略的控制结构

Fig. 6-2 Proposed cascaded control structure

$$\hat{d}_2 = \frac{1}{a_2}(\xi_2 + \lambda_2 x_2), \quad (6-12)$$

$$\dot{\xi}_1 = -\lambda_1(\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 \hat{d}_1), \quad (6-13)$$

$$\dot{\xi}_2 = -\lambda_1(-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_2 \hat{d}_2), \quad (6-14)$$

其中 \hat{d}_1 和 \hat{d}_2 是 d_1 和 d_2 的估计值, ξ_1 和 ξ_2 观测器的中间变量, λ_1 和 λ_2 是观测的增益。

定义估计误差 $\tilde{d}_1 = d_1 - \hat{d}_1$ 和 $\tilde{d}_2 = d_2 - \hat{d}_2$, 可得如下的引理。

引理 6.1 假设扰动 d_1 和 d_2 和其导数是有界的。对于给定的观测器增益 $\lambda_1 > 0$ 和 $\lambda_2 > 0$, 扰动观测器 (B-185)-(B-188) 能够估计扰动 d_1 和 d_2 , 使得估计误差满足 $\|\tilde{d}_1\| \leq \varepsilon_1$ 以及 $\|\tilde{d}_2\| \leq \varepsilon_2$, 其中 ε_1 和 ε_2 是正的常数。

证明 利用式 (B-181) 和 (B-187), 可得式 (B-185) 的导数:

$$\dot{\hat{d}}_1 = \frac{1}{a_1} \lambda_1 \tilde{d}_1. \quad (6-15)$$

误差动态 \tilde{d}_1 可以表示为:

$$\dot{\tilde{d}}_1 = \dot{d}_1 - \frac{1}{a_1} \lambda_1 \tilde{d}_1, \quad (6-16)$$

其中 \dot{d}_1 是 d_1 的导数。

同样地, 可得下面的式子:

$$\dot{\hat{d}}_2 = \frac{1}{a_1} \lambda_2 \tilde{d}_2, \quad (6-17)$$

$$\dot{\tilde{d}}_2 = \dot{d}_2 - \frac{1}{a_1} \lambda_2 \tilde{d}_2, \quad (6-18)$$

其中 \dot{d}_2 是 d_2 的导数。

对误差系统 (B-190) 和 (B-192)，构造如下的李雅普诺夫函数：

$$V_{ob} = \tilde{d}_{12}^T P \tilde{d}_{12}, \quad (6-19)$$

其中 $\tilde{d}_{12} = [d_1, d_2]^T$ ， P 是正定矩阵。

李雅普诺夫函数 (B-193) 的导数为：

$$\dot{V}_{ob} = \tilde{d}_{12}^T (A^T P + P A) \tilde{d}_{12} + 2 \tilde{d}_{12}^T P \dot{\tilde{d}}_{12}, \quad (6-20)$$

其中 $A = \begin{bmatrix} -\lambda_1 & 0 \\ 0 & -\lambda_2 \end{bmatrix}$ ， $\dot{\tilde{d}}_{12} = [\dot{d}_1, \dot{d}_2]^T$ 满足 $\|\dot{\tilde{d}}_{12}\| \leq \epsilon$ 。因为 λ_1 和 λ_2 是正数，所以

系统矩阵为 Hurwitz 矩阵。进一步，可以找到正定矩阵 W 满足：

$$A^T P + P A \leq W. \quad (6-21)$$

式 (B-196) 可以写成：

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ob} &\leq -\tilde{d}_{12}^T W \tilde{d}_{12} + 2 \tilde{d}_{12}^T P \dot{\tilde{d}}_{12}, \\ &\leq -\eta \|\tilde{d}_{12}\|^2 + 2 \|\tilde{d}_{12}\| \|P\| \epsilon \end{aligned} \quad (6-22)$$

其中 η 是矩阵 W 最小的特征值。因此，可以发现估计误差 \tilde{d}_{12} 是有界的。 \square

注释 6.1 针对逆变器模型 (B-181) 和 (B-182)，引理6.1设计了一个扰动观测器用来估计扰动 d_1 和 d_2 。实际上，如果扰动 d_1 和 d_2 是一个慢变的，也就是其导数为0，那么扰动观测器就可以渐进的估计 d_1 和 d_2 。观测器增益 λ_1 和 λ_1 决定估计误差的收敛速度。

6.3.2 稳定性分析

定义如下的积分滑模变量：

$$\sigma_1 = c_1 x_1 + c_3 \int_0^t x_1 d\tau + \omega x_2 + a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3, \quad (6-23)$$

$$\sigma_2 = c_2 x_2 + c_4 \int_0^t x_2 d\tau - \omega x_1 + a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4, \quad (6-24)$$

其中 c_1, c_2, c_3 以及 c_4 是正的常数，使得多项式

$$s_1^2 + c_1 s_1 + c_3, \quad (6-25)$$

$$s_2^2 + c_2 s_2 + c_4, \quad (6-26)$$

是 Hurwitz 稳定的。

基于积分滑模函数 (B-197) 和 (B-198)，下面给出系统 (B-181) 和 (B-182) 的稳定性定理。

定理 6.1 针对滑模变量 (B-197) 和 (B-198)，若存在正的常数 c_1, c_2, c_3 和 c_4 使得多项式 (B-199) 和 (B-200) 是 Hurwitz 稳定的，那么闭环系统 (B-181)-(B-182) 是有界稳定的。

证明 系统的滑模面可以表示为：

$$\sigma_1 = c_1 x_1 + c_3 \int_0^t x_1 d\tau + \omega x_2 - a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3 = 0, \quad (6-27)$$

$$\sigma_2 = c_2 x_2 + c_4 \int_0^t x_2 d\tau - \omega x_1 - a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4 = 0. \quad (6-28)$$

将式 (B-181) 和 (B-182) 代入 (B-201) 和 (B-202)，可得：

$$\dot{x}_1 + c_1 x_1 + c_3 \int_0^t x_1 d\tau - a_1 \tilde{d}_1 = 0, \quad (6-29)$$

$$\dot{x}_2 + c_2 x_2 + c_4 \int_0^t x_2 d\tau - a_1 \tilde{d}_2 = 0, \quad (6-30)$$

或可写成：

$$\ddot{x}_1 + c_1 \dot{x}_1 + c_3 x_1 - a_1 \tilde{d}_1 = 0, \quad (6-31)$$

$$\ddot{x}_2 + c_2 \dot{x}_2 + c_4 x_2 - a_1 \tilde{d}_2 = 0. \quad (6-32)$$

定义新的状态变量 $z_1 = x_1, z_2 = \dot{x}_1, z_3 = x_2$ 以及 $z_4 = \dot{x}_2$ 。式 (B-205) 和 (B-206) 可表示为：

$$\dot{z} = A'z + B'\tilde{d}_{12}, \quad (6-33)$$

其中 $z = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T, \tilde{d}_{12} = [d_1, d_2]^T,$

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -c_3 & -c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -c_4 & -c_2 \end{pmatrix}, B' = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ a_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & a_1 \end{pmatrix}.$$

从式 (B-199) 和 (B-200)，可看出矩阵 A' 是 Hurwitz 矩阵。

式 (B-207) 的解可写成：

$$z = e^{A't} z(0) + \int_0^t e^{A'(t-\tau)} B' \tilde{d}_{12} d\tau, \quad (6-34)$$

其中 $z(0)$ 是 z 的初始值。

进一步, 可得

$$\begin{aligned}\|z\| &= \|e^{A't}z(0)\| + \int_0^t \|e^{A'(t-\tau)}B'\tilde{d}_{12}\| d\tau \\ &= \|e^{A't}\| \|z(0)\| + \int_0^t \|e^{A'(t-\tau)}\| \|B'\| \|\tilde{d}_{12}\| d\tau.\end{aligned}\quad (6-35)$$

因为多项式 (B-199) 和 (B-200) 是 Hurwitz 稳定的, 可得

$$\|e^{A't}\| \leq \kappa e^{-\beta t}, \quad (6-36)$$

其中 κ 和 β 是正的常数。

利用式 (B-210), 式 (B-209) 可表示为:

$$\begin{aligned}\|z\| &\leq \kappa e^{-\beta t} \|z(t_0)\| + \epsilon \int_0^t \kappa e^{-\beta(t-\tau)} \|B'\| d\tau \\ &= \kappa e^{-\beta t} \|z(t_0)\| + \frac{\kappa\epsilon}{\beta} (e^{-\beta t} - 1) \|B'\|.\end{aligned}\quad (6-37)$$

因此, 可看出 $\|z\| \leq \vartheta, \forall t > 0$, 其中 $\vartheta > 0$ 的大小取决于 κ, ϵ, β 以及 $\|B'\|$ 。 □

注释 6.2 实际上, 根据多项式 (B-199) 和 (B-200), 可得系统的自然频率 ω_{n1} 和 ω_{n2} 以及阻尼比 ξ_1 和 ξ_2 ,

$$\omega_{n1} = \sqrt{c_3}, \quad \omega_{n2} = \sqrt{c_4}, \quad (6-38)$$

$$\xi_1 = \frac{c_1}{2} \frac{1}{\sqrt{c_3}}, \quad \xi_2 = \frac{c_2}{2} \frac{1}{\sqrt{c_4}}. \quad (6-39)$$

进一步, 系统的带宽为,

$$\omega_{b1} = \omega_{n1} \sqrt{(4\xi_1^4 - 4\xi_1^2 + 2)}, \quad (6-40)$$

$$\omega_{b2} = \omega_{n2} \sqrt{(4\xi_2^4 - 4\xi_2^2 + 2)}. \quad (6-41)$$

带宽越大系统的响应速度越快, 同时太大的带宽也会导致系统的超调过大, 对噪声也比较敏感。

6.3.3 滑模控制器设计

本小节将设计一个滑模控制器以保证滑模面的有限时间可达性。

定理 6.2 假设存在正的系数 c_1, c_2, c_3 和 c_4 使得定理 6.1 成立。设计如下的滑模控制器,

$$u_1 = u_{1b} + u_{1c}, \quad (6-42)$$

$$u_2 = u_{2b} + u_{2c}, \quad (6-43)$$

其中 u_{1b} 和 u_{2b} 是控制器的连续部分和 u_{1c} 和 u_{2c} 是控制器的非连续部分，它们的形式为：

$$u_{1b} = \frac{1}{a_1 a_2} [a_1 a_2 x_1 - a_1 \omega x_4 - c_1 (\omega x_2 + a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3) - \omega (-\omega x_1 + a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4) - k_1 \sigma_1 - c_3 x_1], \quad (6-44)$$

$$u_{2b} = \frac{1}{a_1 a_2} [a_1 a_2 x_2 + a_1 \omega x_3 - c_2 (-\omega x_1 + a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4) - \omega (\omega x_2 + a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3) - k_2 \sigma_2 - c_4 x_2], \quad (6-45)$$

$$u_{1c} = -k_3 \text{sign}(\sigma_1), \quad (6-46)$$

$$u_{1c} = -k_4 \text{sign}(\sigma_2), \quad (6-47)$$

其中 k_1, k_2, k_3 和 k_4 是正的常数， $\text{sign}(\cdot)$ 是符号函数。那么，闭环系统的轨迹可在有限时间内达到滑模面 (B-197) 和 (B-198)。

证明 对式 (B-197) 和 (B-198)，求导可得：

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_1 &= c_1 \dot{x}_1 + c_3 x_1 + \omega \dot{x}_2 + a_1 \dot{\hat{d}}_1 + a_1 \dot{x}_3, \\ &= c_1 (\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 d_1) + c_3 x_1 + \omega (-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 d_2) \\ &\quad + a_1 \dot{\hat{d}}_1 + a_1 (-a_2 x_1 + \omega x_4 + a_2 u_1 + d_3), \end{aligned} \quad (6-48)$$

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_2 &= c_2 \dot{x}_2 + c_4 x_2 - \omega \dot{x}_1 + a_1 \dot{\hat{d}}_2 + a_1 \dot{x}_4 \\ &= c_2 (-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 d_2) + c_4 x_2 - \omega (\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 d_1) \\ &\quad + a_1 \dot{\hat{d}}_2 + a_1 (-a_2 x_2 - \omega x_3 + a_2 u_2 + d_4). \end{aligned} \quad (6-49)$$

构造如下的李雅普诺夫函数，

$$V_{ss} = \frac{1}{2} \sigma_1^2 + \frac{1}{2} \sigma_2^2. \quad (6-50)$$

利用式 (B-218) 和 (B-219)，李雅普诺夫函数的导数为：

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ss} &= \sigma_1 \dot{\sigma}_1 + \sigma_2 \dot{\sigma}_2 \\ &= \sigma_1 [c_1 (\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 d_1) + \omega (-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 d_2) \\ &\quad + c_3 x_1 + a_1 \dot{\hat{d}}_1 + a_1 (-a_2 x_1 + \omega x_4 + a_2 u_1 + d_3)] \\ &\quad + \sigma_2 [c_2 (-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 d_2) - \omega (\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 d_1) \\ &\quad + c_4 x_2 + a_1 \dot{\hat{d}}_2 + a_1 (-a_2 x_2 - \omega x_3 + a_2 u_2 + d_4)]. \end{aligned} \quad (6-51)$$

将式 (B-212) 和 (B-213) 代入 (B-221) 可得：

$$\begin{aligned}\dot{V}_{ss} = & \sigma_1(c_1 a_1 \tilde{d}_1 + \omega a_1 \tilde{d}_2 + a_1 \dot{\tilde{d}}_1 + a_1 d_3 - k_1 \sigma_1 - k_3 \text{sign}(\sigma_1)) \\ & + \sigma_2(c_2 a_1 \tilde{d}_2 - \omega a_1 \tilde{d}_1 + a_1 \dot{\tilde{d}}_2 + a_1 d_4 - k_2 \sigma_2 - k_4 \text{sign}(\sigma_2)).\end{aligned}\quad (6-52)$$

将式 (B-189) 和 (B-191) 代入 (B-222) 可得:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{ss} = & \sigma_1(c_1 a_1 \tilde{d}_1 + \omega a_1 \tilde{d}_2 + \lambda_1 \tilde{d}_1 + a_1 d_3 - k_1 \sigma_1 - k_3 \text{sign}(\sigma_1)) \\ & + \sigma_2(c_2 a_1 \tilde{d}_2 - \omega a_1 \tilde{d}_1 + \lambda_2 \tilde{d}_2 + a_1 d_4 - k_2 \sigma_2 - k_4 \text{sign}(\sigma_2)) \\ \leq & -k_1 \sigma_1^2 + \sigma_1[(c_1 a_1 + \lambda_1) \varepsilon_1 + a_1 \varepsilon_3 + \omega a_1 \varepsilon_2] - k_3 |\sigma_1| \\ & - k_2 \sigma_2^2 + \sigma_2[(c_2 a_1 + \lambda_2) \varepsilon_2 + a_1 \varepsilon_4 - \omega a_1 \varepsilon_1] - k_4 |\sigma_2|,\end{aligned}\quad (6-53)$$

其中扰动 d_3 和 d_4 满足 $|d_3| \leq \varepsilon_3$ 和 $|d_4| \leq \varepsilon_4$ 。可以选择参数满足 $k_3 > (c_1 a_1 + \lambda_1) \varepsilon_1 + a_1 \varepsilon_3 + \omega a_1 \varepsilon_2$ 以及 $k_4 > (c_2 a_1 + \lambda_2) \varepsilon_2 + a_1 \varepsilon_4 - \omega a_1 \varepsilon_1$, 保证李雅普诺夫函数 (B-223) 小于零, 也就是系统的轨迹可在有限时间到达滑模面。□

注释 6.3 由于滑模控制存在抖振问题, 因此为了减小抖振, 可以利用饱和函数代替符号函数:

$$\text{sign}(\sigma_i) = \begin{cases} 1, & \text{if } \sigma_i > \rho_i, \\ \frac{\sigma_i}{\rho_i}, & \text{if } -\rho_i \leq \sigma_i \leq \rho_i, \quad i \in \{1, 2\} \\ -1, & \text{if } \sigma_i < -\rho_i, \end{cases}\quad (6-54)$$

其中 ρ_i 是一个正的常数, 可决定边界层的宽度。

6.3.4 控制策略设计步骤

所提控制策略可按照下面的步骤进行设计:

- Step 1. 测量逆变器的输出电压和电感电流。利用 PARK 变换, 建立逆变器在同步旋转坐标系下的模型 (B-181)-(B-184)。

- Step 2. 建立扰动观测器 (B-185)-(B-188)。根据注释6.1选择观测器的参数。

- Step 3. 建立基于扰动观测器的积分滑模函数 (B-197) 和 (B-198)。根据注释6.2选择观测器的参数。

- Step 4. 建立饱和函数 (6-54), 并确定滑模控制器 (B-212) 和 (B-213)。选择控制器参数保证李雅普诺夫函数的导数小于零。过大的控制器增益会造成较大的抖振, 因此可以逐渐增加控制器增益并观察系统响应。控制器增益的选择通常需要经过多次的仿真调试。

- Step 5. 利用 PARK 逆变换和 PWM 调制技术, 产生逆变器的控制信号。

表 6-1 逆变器的电路参数

Table.6-1 Nominal Parameters of the inverter

名称	符号	数值	单位
开关频率	f_s	10	kHz
滤波电感	L_{f0}	$2.0 \cdot 10^{-3}$	H
滤波电容	C_{f0}	$50 \cdot 10^{-6}$	F
输入电压	v_{in}	700	V
参考电压幅值	v_{ref}	200	V
三相负载电阻	R_{bl}	60	Ω
三相负载电感	L_{bl}	$20 \cdot 10^{-3}$	H
非线性负载电阻	R_{nl}	120	Ω
非线性负载电感	L_{nl}	$2.0 \cdot 10^{-3}$	H
非线性负载电容	C_{nl}	$2.2 \cdot 10^{-3}$	F

表 6-2 控制参数

Table.6-2 Control Parameters

控制策略	控制参数	
PI 控制策略	外环	$k_{ep} = 8.5 \times 10^2, k_{ei} = 3.6 \times 10^5$
	内环	$k_{ip} = 4.2 \times 10^5, k_{ii0} = 9 \times 10^6$
OBIS 控制策略	扰动观测器	$\lambda_1 = \lambda_2 = 6 \times 10^3$
	积分滑模控制器	$c_1 = c_2 = 4 \times 10^3,$ $c_3 = c_4 = 5 \times 10^5,$ $k_1 = k_2 = 6 \times 10^3,$ $k_3 = k_4 = 0.2$

6.4 仿真结果

本小节，将通过两组仿真实验来验证所提控制策略的有效性。逆变器电路参数如表 6-1 所示。

6.4.1 第一组仿真

本次仿真实验将通过以下三种不同负载来对比经典的双环 PI 控制策略和所提控制策略的性能差异，

- A. 三相对称负载；
- B. 三相不对称负载；
- C. 非线性负载。

6.4.1.1 三相平衡负载

本次仿真，期望的输出电压幅值设置为 200 V，负载从空载变到平衡负载。两种控制策略的控制参数如表 6-2 所示。三相平衡电流 i_{abc} 的波形图如图 6-3 g) 和 6-3 h) 所示。图 6-3 a) 和 6-3 b) 是逆变器的输出电压，从图可以看出两种控制策略都能调节输出电压至其期望值。但是，所提的 OBIS 控制策略不论在空载还是平衡负载下电压调节误差都比 PI 控制策略小，如图 6-3 c) 和 6-3 d) 所示。当负载发生变化时，所提的 OBIS 控制策略输出电压的超调量较小。另外，OBIS 控制策略的电压的 THD 仅为 0.25%，而 PI 控制策略为 0.6%，如图 6-3 e) 和 6-3 f) 所示。

6.4.1.2 三相不平衡负载

本次仿真，期望的输出电压幅值设置为 200 V，负载从平衡负载变到不平衡负载（C 相断开）。控制参数保持不变。两种控制策略的电压和电流波形图如图 6-4 所示。图 6-4 g) 和 6-4 h) 是三相电流的波形图，从图中可以看出当 C 相断开后三相电流不再对称，但是两种控制策略仍然都能调节输出电压至其期望值，如图 6-4 a) 和 6-4 b) 所示。从图 6-4 c) 和 6-4 d) 可以看出相对于平衡负载，不平衡负载下电压调节误差都会大了。但是，不论是在平衡和不平衡负载的情况下，所提的 OBIS 控制策略的电压误差都比 PI 控制策略的电压调节误差小。另外，从图 6-4 e) 和 6-4 f)，可看出 OBIS 控制策略的输出电压的 THD (0.25%) 也比 PI 控制策略的 THD (0.81%) 低。

6.4.1.3 非线性负载

本次仿真，期望的输出电压幅值设置为 200 V，负载为三相不可控整流器如图 6-1 b) (2) 所示。控制参数保持不变。从图 6-5 a) 和 6-5 b) 可发现相比于平衡负载和不平衡负载，非线性负载下输出电压发生了严重的畸变，从电压频谱上可看出相应的 THD 也变大了，尤其是 5 次，7 次，11 次和 13 次谐波含量明显增加，另外电

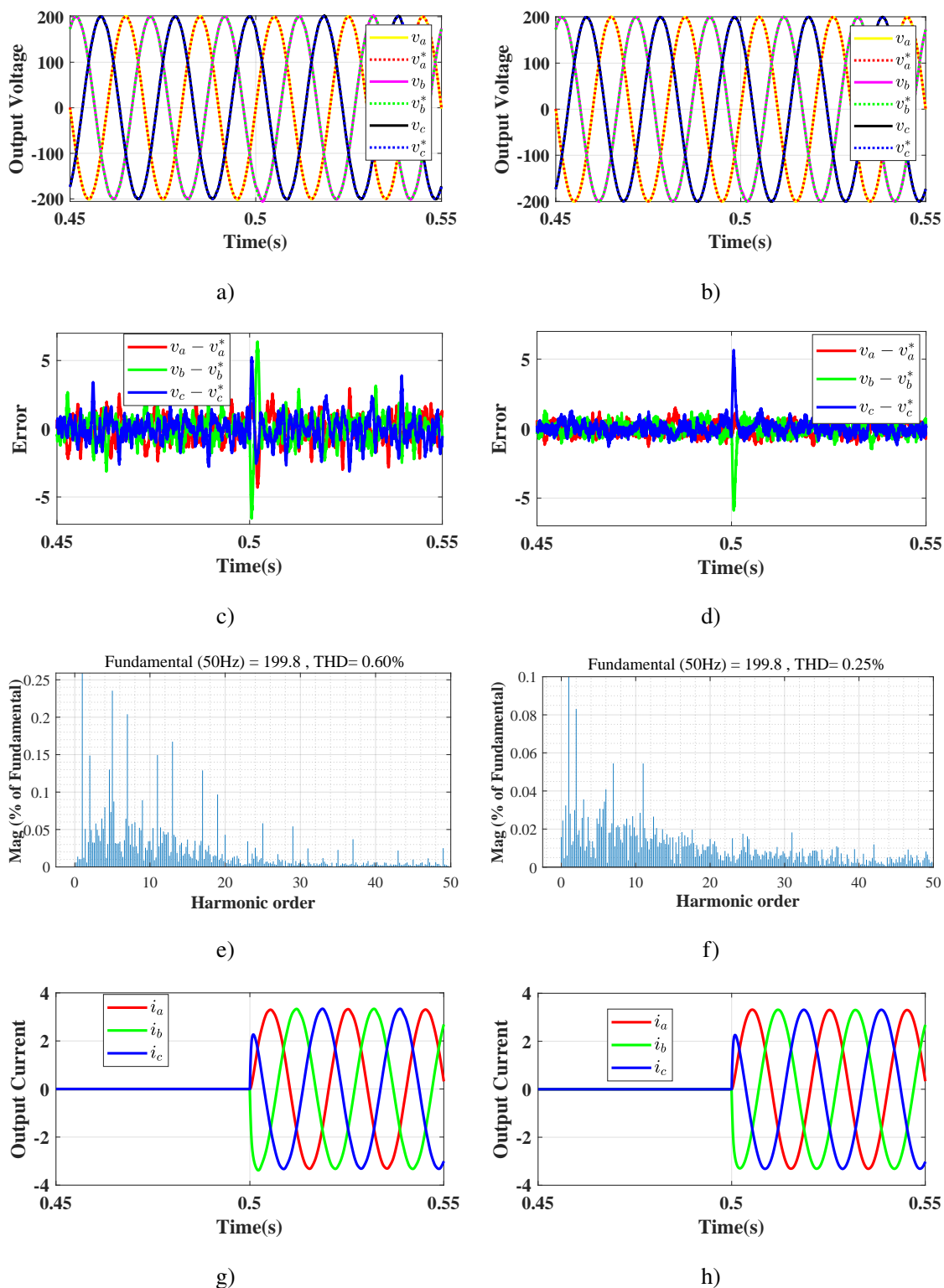


图 6-3 三相平衡负载: : 左 (a,c,e,g): PI 控制策略, 右 (b,d,f,h): OBIS 控制策略

Fig. 6-3 Case: Balanced load case: Left (a,c,e,g): PI control strategy, Right (b,d,f,h): OBIS control strategy.

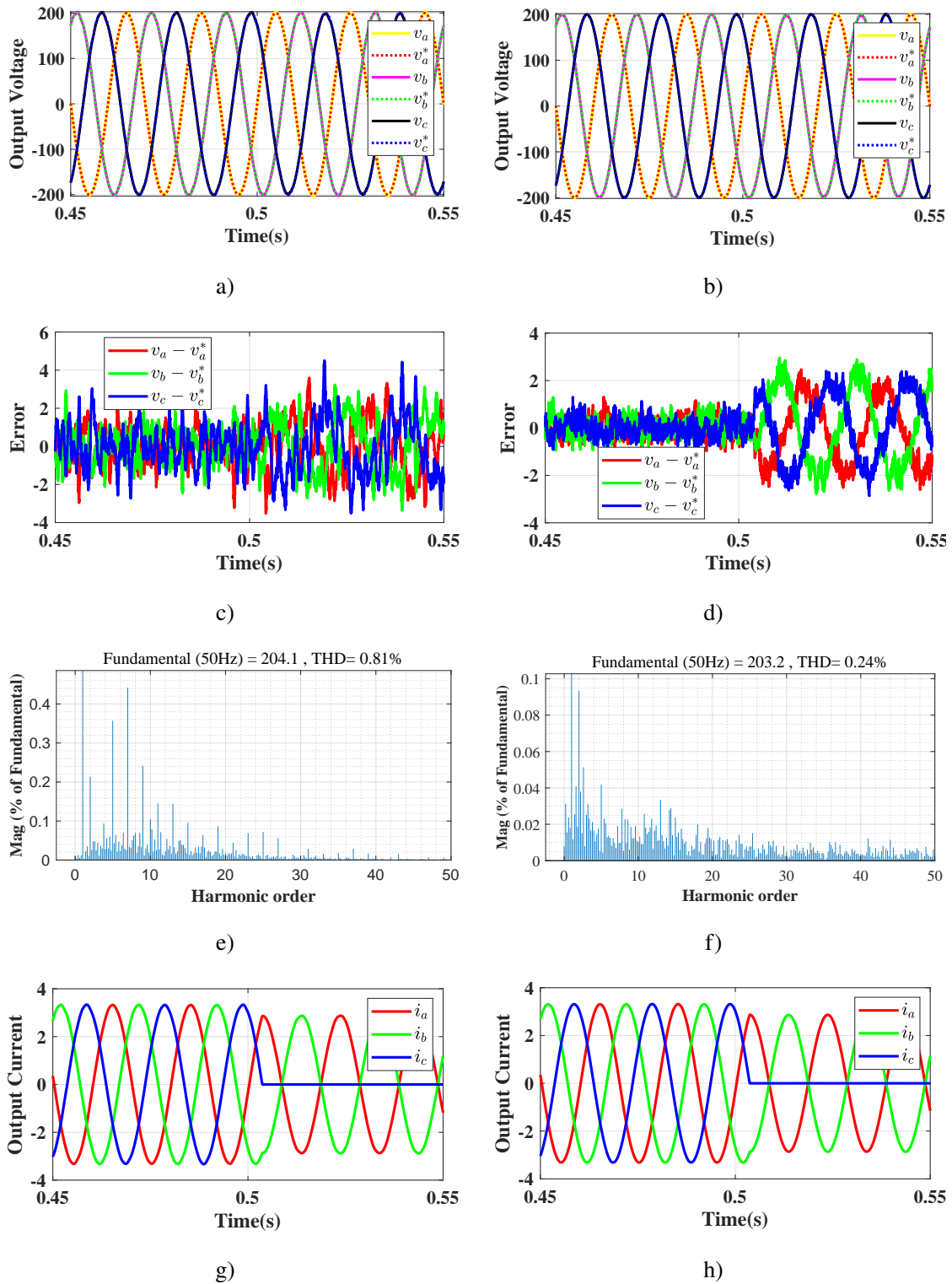


图 6-4 三相不平衡负载: : 左 (a,c,e,g): PI 控制策略, 右 (b,d,f,h): OBIS 控制策略
 Fig.6-4 Case: Unbalanced load case: Left (a,c,e,g): PI control strategy, Right (b,d,f,h): OBIS control strategy.

压的调节误差也变大了。但是，相对于 PI 控制策略的电压波形，所提的 OBIS 控制策略的电压波形电压误差和 THD 还是比较小。

6.4.2 第二组仿真

本次仿真实验分别将采用三种控制策略控制三相逆变器，即有限控制集模型预测制策略 (FCS-MPC)、双环 PI 策略以及所提的 OBIS 控制策略，以此来比较它们的鲁棒性。期望的输出电压幅值设置为 200 V，负载从空载变到平衡负载，双环 PI 策略以及所提的 OBIS 控制策略的控制参数和第一组仿真实验一样保持不变，FCS-MPC 控制策略的采样时间设置为 40×10^{-6} s。三种控制策略的输出电压的调节误差的均方误差 (RMSE)，即 $RMSE(v_i) = \sqrt{1/N \sum_{i=1}^N (v_i^* - v_i)^2}$ 其中 v_i^* , v_i 和 N 分别是参考值、实际值和采样点的数目，以及每相输出电压的 THD 值如表6-3所示。从表中可以看出所提控制策略的输出电压的性能表现最好，也就是 OBIS 控制策略对电路不确定参数变化展现出更好的鲁棒性。

6.5 本章小结

本章基于三相两电平逆变器在旋转同步坐标系下的不确定性系统模型，提出了一种新的控制策略来调节逆变器的输出电压。为了方便控制策略的设计，首先建立了一个三相逆变器的不确定性系统模型。利用扰动观测器来估计系统扰动。然后，基于扰动观测器设计了一个滑模控制器来调节输出电压。不同于传统的滑模控制器，本章的滑模变量考虑了调节误差的积分项和扰动估计。

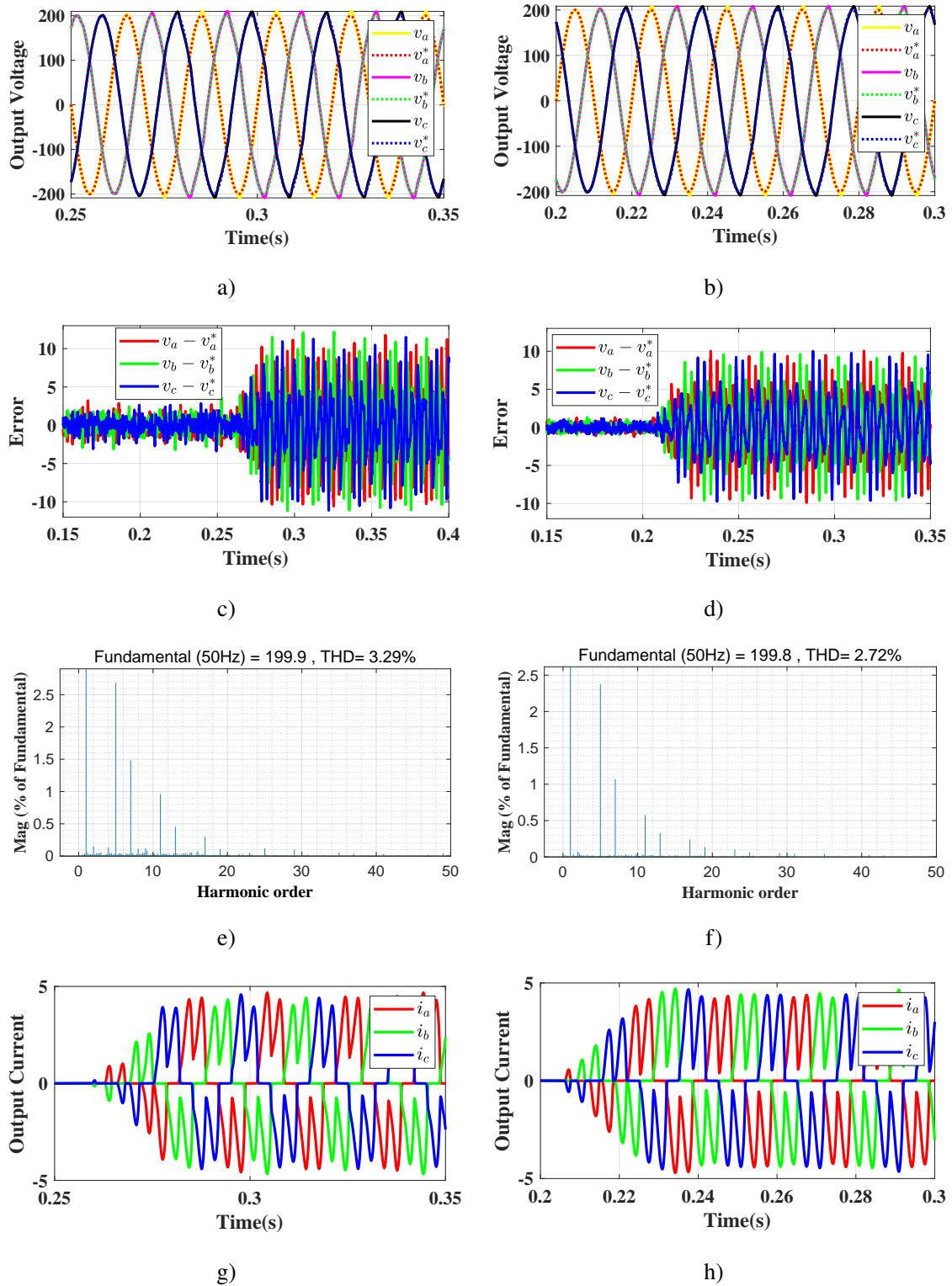


图 6-5 非线性负载: : 左 (a,c,e,g): PI 控制策略, 右 (b,d,f,h): OBIS 控制策略

Fig.6-5 Case: Nonlinear load case: Left (a,c,e,g): PI control strategy, Right (b,d,f,h): OBIS control strategy.

表 6-3 三种控制策略在参数不确定变化下输出电压的 RMSE 和 THD
 Table 6-3 The RMSE and THD of three control strategies under model parameter uncertainties

参数变化	FCS-MPC 控制策略			PI 控制策略			OBIS 控制策略		
	RMSE(V)	THD(%)	RMSE(V)	THD(%)	RMSE(V)	THD(%)	RMSE(V)	THD(%)	
L_{f0} 和 C_{f0}	A	2.594	1.78	0.9619	0.6	0.3527	0.25		
	B	2.705	1.77	0.83	0.61	0.4011	0.24		
	C	2.788	1.81	0.9505	0.68	0.3504	0.24		
+20% L_{f0} 和 +20% C_{f0}	A	4.393	2.58	0.7153	0.48	0.4215	0.26		
	B	4.577	2.66	0.7585	0.49	0.3501	0.27		
	C	4.762	2.79	0.7256	0.50	0.3551	0.28		
-20% L_{f0} 和 -20% C_{f0}	A	2.024	1.28	1.173	0.99	0.5012	0.39		
	B	2.214	1.33	1.193	0.95	0.5414	0.39		
	C	1.971	1.33	1.336	0.99	0.5864	0.39		
-50% L_{f0} 和 +50% C_{f0}	A	6.145	4.24	3.718	2.78	0.625	0.37		
	B	4.629	3.80	3.383	2.83	0.4769	0.41		
	C	6.271	3.83	3.52	2.80	0.6183	0.40		
+50% L_{f0} 和 -50% C_{f0}	A	3.124	1.48	0.5565	0.43	0.488	0.47		
	B	3.228	1.58	0.5539	0.44	0.5621	0.41		
	C	3.325	1.54	0.5446	0.46	0.59	0.43		

结 论

本文以可再生能源的开发和利用为背景，在分析了当前电力电子变换器技术发展状况的基础上，基于现代控制理论的非线性控制方法，对几种典型电力电子变换器的控制策略展开了研究，按照论文的研究内容，可分为三个部分：1) DC-DC 变换器的非线性控制策略研究；2) 三相整流器的非线性控制策略研究；3) 三相逆变器的非线性控制策略研究。论文的主要研究结果及创新点总结如下：

1). 针对 DC-DC Buck 变换器，基于变换器的标称系统和不确定性系统，分别设计了单环自适应控制策略、双环自适应控制策略、基于扰动观测器的单环控制策略和基于扰动观测器的双环控制策略。详细给出四种控制策略的设计过程，通过李雅普诺夫函数证明了它们的稳定性，并分析和比较了它们的优劣性。单环自适应控制策略不论在负载突变还是在参考电压变化的情况下，恢复时间都较快；当负载突变时，在双环自适应控制策略作用下，系统的输出电压降较小；单环扰动观测器控制策略对参考电压变化鲁棒性较好；双环扰动观测器控制策略在四种控制策略中，静态性能最好。实际上，上面四种控制策略中没有一种控制策略是完美的，但是基于本文的研究，针对不同的应用场合可以选择或切换最合适的 DC-DC Buck 变换器控制策略。

2). 针对三相两电平电压源型整流器，基于其在同步旋转坐标系下的模型，采用自适应和 H_∞ 控制方法设计控制策略。外环采用自适应控制器调节输出电压。相比于其他控制策略，不需要采用电压传感器或者观测器作为前馈补偿，不仅可以降低系统成本，而且可以简化控制系统结构。内环采用 H_∞ 电流控制器保证电流跟踪其期望值的同时，也使得内环控制结构简单且系统响应速度较快。针对三相三电平 NPC 型整流器，基于两相静止坐标下的模型将自适应控制方法、基于神经网络的自适应滑模控制方法和降维观测器技术应用到整流器，设计一个新颖的直接功率控制策略。外环采用自适应电压控制器保证直流侧输出高质量的直流电压，内环采用基于神经网络的自适应滑模控制器提高系统的鲁棒性，电压平衡环，采用基于降维观测器的自抗扰控制器不仅可以提高系统的抗扰动能力，而且还可以简化控制结构。另外，针对三相两电平电压源型整流器，还研究了其在不平衡电网下的控制策略。基于两相静止坐标系下整流器模型，采用二阶滑模控制方法设计了一个鲁棒控制策略来解决整流器在三相不平衡电网下的功率和电流协同控制问题。为避免使用传统的锁相环，采用自适应观测器估测三相不平衡电网电压的

正负序分量。电流内环利用基于二阶滑模微分器的二阶滑模电流控制器控制电流跟踪其期望值，相比于传统的 PR 控制器，所设计的控制器具有响应速度快和鲁棒性强等优点。电压外环采用基于二阶滑模观测器的自抗扰控制器提高系统抗扰动能力。

3). 针对三相两电平 LC 型逆变器，首先在同步旋转坐标系下建立逆变器不确定性系统模型，利用扰动观测器和积分滑模控制设计控制策略，并通过李雅普诺夫函数方法证明了闭环系统的稳定性和滑模面的到达性。与传统的控制策略相比，所设计的控制策略可以保证逆变器输出稳定度高、谐波含量小、鲁棒性强的高质量电压。

虽然本文针对几种典型电力电子变换器，利用非线性控制方法设计了一些新颖的控制策略并取得了一些成果，但仍然存在以下几个方面的问题值得进一步的研究和探索：

1). 电力电子变换器通常包括 AC-DC 变换器、DC-AC 变换器、DC-DC 变换器和 AC-AC 变换器。而本文没有涉及到 AC-AC 变换器的控制策略研究。另外，由于电力电子变换器拓扑结构种类繁多，即使只针对一种类型的变换器，也有很多拓扑结构，例如 DC-DC Boost 变换器、模块化多电平变换器（MMC）、LCL 型逆变器等等本文并没有展开研究。

2). 本文所用到的变换器模型都是基于状态空间平均模型，而且没有考虑电容和电感的寄生电阻以及开关管的管压降。另外，电力电子变换器本身是一个混杂系统，利用切换系统理论建立切换系统模型，并针对其模型设计切换控制策略，是今后值得关注的研究方向之一。

3). 论文第三、四和五章研究了三相整流器的控制策略，但是这些控制策略仍然需要利用电流传感器测量交流侧电流作为反馈控制量调节整流器输出电压，这样不仅增加了系统的成本和体积，也降低系统的容错能力，研究三相整流器的无电流传感器控制策略也是今后的一个研究方向。

4). 随着电子信息技术飞速发展和电力电子变换器在电网中应用的不断扩大，人们对电网的要求越来越高，使得现代电网变得更加智能化，因此利用智能控制算法来解决用传统非线性方法难以解决的具有不确定性、高度非线性和复杂的变换器模型，将是继本论文之后继续研究的方向之一。

参考文献

- [1] 赵勇强. 新形势下全球新能源发展前景[J]. 中国远洋海运, 2020(6): 42-45.
- [2] 丁明, 王伟胜, 王秀丽, et al. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 1-14.
- [3] 赵晶, 赵争鸣, 周德佳. 太阳能光伏发电技术现状及其发展[J]. 电气应用, 2007, 26(10): 6-10.
- [4] 武晓宁. 光伏电站功率性能分析与研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2015.
- [5] 李军军, 吴政球, 谭勋琼, et al. 风力发电及其技术发展综述[J]. 电力建设, 2011, 32(8): 64-72.
- [6] 杨晨星. 双馈风电系统的控制方法研究[D]. 北京: 北京科技大学, 2019.
- [7] 王涓舒. 基于升压和降压电路的智能控制的研究和实现[D]. 上海: 东华大学, 2016.
- [8] 耿晓静, 羊彦, 景占荣. 基于有限元仿真的反激变压器优化设计[J]. 电源技术, 2010(8): 842-844.
- [9] 陈玉升. 航空多电发动机 AC/DC 变换器及供电系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
- [10] Kim K H, Kim J, Kim H J, et al. A megahertz switching DC/DC converter using FeBN thin film inductor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(5): 3162-3164.
- [11] Vargas A N, Sampaio L P, Acho L, et al. Optimal control of DC-DC buck converter via linear systems with inaccessible Markovian jumping modes[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 24(5): 1820-1827.
- [12] Ling R, Maksimovic D, Leyva R. Second-order sliding-mode controlled synchronous buck DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(3): 2539-2549.
- [13] Luo F L, Ye H. Advanced DC/DC converters[M]. [S.l.]: crc Press, 2016.
- [14] Zhao Y, Qiao W, Ha D. A sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC buck converters with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 50(2): 1448-1458.

- [15] Park H-H, Cho G-H. A DC–DC converter for a fully integrated PID compensator with a single capacitor[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2014, 61(8): 629-633.
- [16] Raviraj V, Sen P C. Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 518-524.
- [17] Utkin V. Sliding mode control of DC/DC converters[J]. Journal of the Franklin Institute, 2013, 350(8): 2146-2165.
- [18] Huangfu Y, Zhuo S, Rathore A K, et al. Super-twisting differentiator-based high order sliding mode voltage control design for DC-DC buck converters[J]. Energies, 2016, 9(7): 494.
- [19] RakhtAla S M, Yasoubi M, HosseinNia H. Design of second order sliding mode and sliding mode algorithms: a practical insight to DC-DC buck converter[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2017, 4(3): 483-497.
- [20] Yin Y, Liu J, Vazquez S, et al. Disturbance observer based second order sliding mode control for DC-DC buck converters[C] // IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2017: 7117-7122.
- [21] Giri F, El Maguiri O, El Fadil H, et al. Nonlinear adaptive output feedback control of series resonant DC–DC converters[J]. Control engineering practice, 2011, 19(10): 1238-1251.
- [22] Cheng Y, Du H, Yang C, et al. Fast adaptive finite-time voltage regulation control algorithm for a buck converter system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2016, 64(9): 1082-1086.
- [23] Tan S-C, Lai Y, Tse C K, et al. Adaptive feedforward and feedback control schemes for sliding mode controlled power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 182-192.
- [24] Elmas C, Deperlioglu O, Sayan H H. Adaptive fuzzy logic controller for DC–DC converters[J]. Expert Systems with Applications, 2009, 36(2): 1540-1548.
- [25] 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, 20(12): 7-12.
- [26] 郑忠玖. 三相电压型 PWM 整流器控制策略及应用研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2011.

- [27] Akter M P, Mekhilef S, Tan N M L, et al. Modified model predictive control of a bidirectional AC–DC converter based on Lyapunov function for energy storage systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 63(2): 704-715.
- [28] Chen Z, Gao W, Hu J, et al. Closed-loop analysis and cascade control of a nonminimum phase boost converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 26(4): 1237-1252.
- [29] Vazquez S, Sanchez J A, Carrasco J M, et al. A model-based direct power control for three-phase power converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(4): 1647-1657.
- [30] Akagi H, Watanabe E H, Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning[M]. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.
- [31] 徐金榜. 三相电压源 PWM 整流器控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [32] Ooi B T, Salmon J C, Dixon J W, et al. A three-phase controlled-current PWM converter with leading power factor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1987(1): 78-84.
- [33] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(1): 116-123.
- [34] Kumar K V, Michael P A, John J P, et al. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter[J]. *ARPN journal of engineering and applied sciences*, 2010, 5(7): 61-74.
- [35] Leon J I, Kouro S, Franquelo L G, et al. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 2688-2701.
- [36] Vazquez S, Leon J I, Sanchez J A, et al. Optimized direct power control strategy using output regulation subspaces and pulse width modulation[C] // *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. 2006: 1896-1901.
- [37] Lee T-S. Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(4): 892-902.

- [38] Lee T-S. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 11-22.
- [39] Escobar G, Stankovic A M, Carrasco J M, et al. Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 823-830.
- [40] Pan C-T, Chen T-C. Modelling and analysis of a three phase PWM AC—DC converter without current sensor[C] // IEE Proceedings B (Electric Power Applications): Vol 140. 1993: 201-208.
- [41] Shtessel Y, Baev S, Biglari H. Unity power factor control in three-phase AC/DC boost converter using sliding modes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(11): 3874-3882.
- [42] Xia C, Wang M, Song Z, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 459-471.
- [43] Cecati C, Dell'Aquila A, Liserre M, et al. A fuzzy-logic-based controller for active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(1): 105-112.
- [44] 臧怀泉, 戴彦, 张素燕, et al. 一种基于相对滑移率的电动汽车电子差速控制方法研究[J]. 机械工程学报, 2017, 53(16): 112-119.
- [45] Kouro S, Cortés P, Vargas R, et al. Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 56(6): 1826-1838.
- [46] 易伟浪, 何志兴, 罗安, et al. 角形级联型 STATCOM 不平衡工况下的无功功率控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(20): 55-62.
- [47] 程航, 曹五顺, 周明星, et al. 不对称电网电压条件下直驱永磁风力发电机组并网逆变器的双电流闭环控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012(2012年 07): 66-72.
- [48] 张兴, 季建强, 张崇巍, et al. 基于内模控制的三相电压型 PWM 整流器不平衡控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13): 51-56.
- [49] 张宏杰, 张辑, 孙祖明. 三相电压源型 PWM 整流器不平衡控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(22): 13-16.

- [50] Mohamed Y A-R I, El-Saadany E F. A control scheme for PWM voltage-source distributed-generation inverters for fast load-voltage regulation and effective mitigation of unbalanced voltage disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5) : 2072-2084.
- [51] Vazquez S, Sanchez J A, Reyes M R, et al. Adaptive vectorial filter for grid synchronization of power converters under unbalanced and/or distorted grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(3) : 1355-1367.
- [52] 刘永生. 电网电压不平衡时 PWM 整流器控制策略研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2011.
- [53] Rioual P, Pouliquen H, Louis J-P. Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(3) : 495-502.
- [54] Song H-S, Nam K. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5) : 953-959.
- [55] Reyes M, Rodriguez P, Vazquez S, et al. Enhanced decoupled double synchronous reference frame current controller for unbalanced grid-voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9) : 3934-3943.
- [56] Wang F, Duarte J L, Hendrix M A. Pliant active and reactive power control for grid-interactive converters under unbalanced voltage dips[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26(5) : 1511-1521.
- [57] Kabiri R, Holmes D G, McGrath B P. Control of active and reactive power ripple to mitigate unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 52(2) : 1660-1668.
- [58] Golestan S, Guerrero J M, Vasquez J C. Three-phase PLLs: A review of recent advances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(3) : 1894-1907.
- [59] Sato Y, Ishizuka T, Nezu K, et al. A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3) : 480-486.
- [60] Zmood D N, Holmes D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3) : 814-822.

- [61] Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750-762.
- [62] Timbus A, Liserre M, Teodorescu R, et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 654-664.
- [63] Timbus A V, Ciobotaru M, Teodorescu R, et al. Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems[C] //Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06.. 2006: 1-6.
- [64] Leon J I, Vazquez S, Franquelo L G. Multilevel converters: Control and modulation techniques for their operation and industrial applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2066-2081.
- [65] Zhao B, Song Q, Li J, et al. Comparative analysis of multilevel-high-frequency-link and multilevel-DC-link DC-DC transformers based on MMC and dual-active bridge for MVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3): 2035-2049.
- [66] Zhang Z, Li Z, Kazmierkowski M P, et al. Robust predictive control of three-level NPC back-to-back power converter PMSG wind turbine systems with revised predictions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9588-9598.
- [67] Rodriguez J, Franquelo L G, Kouro S, et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(11): 1786-1817.
- [68] 桂石翁. 三电平 NPC 型整流器控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [69] 唐丽娜, 倪帅, 戴鹏, et al. NPC 三电平整流器中点电位控制方法的研究[J]. 电气传动, 2012(2012 年 07): 41-45.
- [70] 陈坚. 电力电子学: 电力电子变换和控制技术[M]. [S.l.]: 高等教育出版社, 2011.
- [71] 邵虹君. 基于混合 SVPWM 方法的 NPC 三电平逆变器中点电压平衡控制[J], 2012.
- [72] 孟永庆, 沈传文, 刘正, et al. 基于 dq 轴解耦和中点电位控制的高性能三电平 NPC 整流器控制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 108-113.

- [73] Barros J D, Silva J F. Optimal predictive control of three-phase NPC multilevel converter for power quality applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(10) : 3670-3681.
- [74] Yaramasu V, Wu B. Predictive control of a three-level boost converter and an NPC inverter for high-power PMSG-based medium voltage wind energy conversion systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(10) : 5308-5322.
- [75] Vazquez S, Aguilera R P, Acuna P, et al. Model predictive control for single-phase NPC converters based on optimal switching sequences[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12) : 7533-7541.
- [76] Sebaaly F, Vahedi H, Kanaan H Y, et al. Design and implementation of space vector modulation-based sliding mode control for grid-connected 3L-NPC inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12) : 7854-7863.
- [77] Seixas M, Melício R, Mendes V. Offshore wind turbine simulation: Multibody drive train. Back-to-back NPC (neutral point clamped) converters. Fractional-order control[J]. Energy, 2014, 69 : 357-369.
- [78] Portillo R, Vazquez S, Leon J I, et al. Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 9(2) : 1148-1157.
- [79] Vazquez S, Liu J, Gao H, et al. Second order sliding mode control for three-level NPC converters via extended state observer[C] // IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2015 : 005118-005123.
- [80] Umbria F, Gordillo F, Gomez-Estern F, et al. Voltage balancing in three-level neutral-point-clamped converters via Luenberger observer[J]. Control Engineering Practice, 2014, 25 : 36-44.
- [81] Do T D, Leu V Q, Choi Y-S, et al. An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(12) : 5660-5672.
- [82] Rocabert J, Luna A, Blaabjerg F, et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11) : 4734-4749.
- [83] Kim E-K, Mwasilu F, Choi H H, et al. An observer-based optimal voltage control scheme for three-phase UPS systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(4) : 2073-2081.

- [84] 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, 2014, 28(10): 143-149.
- [85] 齐亚文. 逆变器离网运行控制研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2019.
- [86] Loh P C, Newman M J, Zmood D N, et al. A comparative analysis of multi-loop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1176-1185.
- [87] 陈强, 孙圣, 张九卫, et al. 三相 SVPWM 调制逆变电源滤波器设计[J]. 工业控制计算机, 2015(12): 133-134.
- [88] 何蔓蔓, 马龙华. 三相电压型逆变器的模型预测控制[J]. 电气自动化, 2016(2016年05): 1-3.
- [89] 马柯, 李睿, 徐德鸿, et al. 三电平和两电平逆变器效率分析与比较[J]. 电力电子技术, 2009, 43(7): 1-2.
- [90] Burup U, Enjeti P N, Blaabjerg F. A new space-vector-based control method for UPS systems powering nonlinear and unbalanced loads[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1864-1870.
- [91] Karimi H, Yazdani A, Iravani R. Robust control of an autonomous four-wire electronically-coupled distributed generation unit[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 26(1): 455-466.
- [92] Cortés P, Ortiz G, Yuz J I, et al. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1875-1883.
- [93] Kawabata T, Miyashita T, Yamamoto Y. Dead beat control of three phase PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(1): 21-28.
- [94] Escobar G, Valdez A A, Leyva-Ramos J, et al. Repetitive-based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 504-510.
- [95] Osterholtz H. Simple fuzzy control of a PWM inverter for a UPS system[C] // Proceedings of INTELEC 95. 17th International Telecommunications Energy Conference. 1995: 565-570.
- [96] Pichan, Rastegar H. Sliding-Mode Control of Four-Leg Inverter With Fixed Switching Frequency for Uninterruptible Power Supply Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6805-6814.

- [97] Zheng L, Jiang F, Song J, et al. A discrete-time repetitive sliding mode control for voltage source inverters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017, 6(3) : 1553-1566.
- [98] Choi J-H, Kim B-J. Improved digital control scheme of three phase UPS inverter using double control strategy[C] // *Proceedings of APEC 97-Applied Power Electronics Conference : Vol 2. 1997* : 820-824.
- [99] Zafra E, Vazquez S, Geyer T, et al. Finite Control Set Model Predictive Control with an Output Current Observer in the dq-Synchronous Reference Frame for an Uninterruptible Power Supply System[C] // *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. 2019 : 1-6.
- [100] Vazquez S, Marquez A, Leon J I, et al. FCS-MPC and observer design for a VSI with output LC filter and sinusoidal output currents[C] // *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. 2017 : 677-682.
- [101] Mohammed S A Q, Rifaq M S, Choi H H, et al. A robust adaptive PI voltage controller to eliminate impact of disturbances and distorted model parameters for 3-phase CVCF inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 16(4) : 2168-2176.
- [102] Bacha S, Munteanu I, Bratcu A I, et al. Power electronic converters modeling and control[J]. *Advanced textbooks in control and signal processing*, 2014, 454 : 454.
- [103] Dixon L. Average current mode control of switching power supplies[C] // *Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook*. 1990 : 1-5.
- [104] Zhang J, Liu X, Xia Y, et al. Disturbance observer-based integral sliding-mode control for systems with mismatched disturbances[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(11) : 7040-7048.
- [105] Khalil H K, Grizzle J W. *Nonlinear systems : Vol 3*[M]. [S.l.] : Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [106] Corless M, Leitmann G. Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1981, 26(5) : 1139-1144.

- [107] Yang S, Wang J, Yang W. A novel 24-pulse diode rectifier with an auxiliary single-phase full-wave rectifier at DC side[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(3): 1885-1893.
- [108] Huang Y, Ebrahimi S, Amiri N, et al. Parametric dynamic phasor modeling of thyristor-controlled rectifier systems including harmonics for various operating modes[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1626-1629.
- [109] Yang H, Zhang Y, Zhang N, et al. A voltage sensorless finite control set-model predictive control for three-phase voltage source PWM rectifiers[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2016, 2(2): 52-59.
- [110] Doyle J, Glover K, Khargonekar P, et al. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems[C] // 1988 American Control Conference. 1988: 1691-1696.
- [111] Liu J, Vazquez S, Wu L, et al. Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(1): 22-31.
- [112] La Salle J, Lefschetz S. Stability by Liapunov's Direct Method with Applications by Joseph L Salle and Solomon Lefschetz[M]. [S.l.]: Elsevier, 2012.
- [113] Rodríguez J, Bernet S, Wu B, et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 2930-2945.
- [114] 李永东, 肖曦, 高跃. 大容量多电平变换器: 原理, 控制, 应用[M]. [S.l.]: 科学出版社, 2005.
- [115] Liu X, Cao J. Robust state estimation for neural networks with discontinuous activations[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 2010, 40(6): 1425-1437.
- [116] Gahinet P, Nemirovskii A, Laub A J, et al. The LMI control toolbox[C] // Proceedings of 1994 33rd IEEE Conference on Decision and Control: Vol 3. 1994: 2038-2041.
- [117] 钟庆, 黄凯, 王钢, et al. 不对称三相电压下电压源型换流器谐波分析与抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(4): 79-85.
- [118] 耿强, 夏长亮, 阎彦, et al. 电网电压不平衡情况下 PWM 整流器恒频直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2010(36): 79-85.

- [119] Escobar G, Martinez-Montejano M F, Valdez A A, et al. Fixed-reference-frame phase-locked loop for grid synchronization under unbalanced operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(5): 1943-1951.
- [120] Ando T. Matrix young inequalities[G] // Operator theory in function spaces and Banach lattices. [S.l.]: Springer, 1995: 33-38.
- [121] Utkin V. On convergence time and disturbance rejection of super-twisting control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(8).
- [122] 单长玲. 碳化硅 MOSFET 三相逆变器研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [123] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2014, 25(3): 110-116.
- [124] Prodanovic M, Green T C. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 373-380.

附录 A 西班牙语总结和结论

-Apéndice A: Resumen y conclusiones en español

Hoy en día, los problemas de la contaminación ambiental y la crisis energética han causado problemas a la gente. Se está convirtiendo en la solución favorable de los problemas anteriores utilizar las fuentes de energía renovable como la energía eólica y solar en sustitución de las fuentes de energía tradicionales. Sin embargo, la alta penetración de las fuentes de energía renovable en los sistemas de energía también dará lugar a problemas de estabilidad y calidad de la energía debido a la característica estocástica de las fuentes de energía renovable. La microrred, que puede operar tanto en modo conectado a la red como en modo isleño, ha sido objeto de una investigación exhaustiva para resolver el problema de la integración de fuentes de energía renovable. El convertidor de potencia como interfaz entre el fuentes de energía renovable y la microrred debe integrar las fuentes de energía renovable en una microrred de manera eficiente y económica, incluso en condiciones de tensión y carga desequilibradas.

En las últimas décadas, debido a la importancia tanto de la teoría como de las aplicaciones prácticas, el estudio del convertidor de potencia se ha convertido en uno de los focos de investigación en los campos de la electrónica de potencia y automatización. El diseño de la estrategia de control del convertidor de potencia es una investigación de estudio importante del convertidor de potencia. La estrategia de control como núcleo del sistema de control determina directamente el rendimiento dinámico y estático del convertidor de potencia. El sistema de convertidor de potencia es un sistema no lineal típico. Sin embargo, la mayoría de las estrategias de control del convertidor de potencia están diseñadas en base a métodos de control de linealización, lo que hace que el sistema de control sea sensible a las variaciones de los parámetros del sistema, la velocidad de respuesta dinámica lenta y el rendimiento deficiente en estado estable, etc.

Por lo tanto, con el fin de mejorar aún más los rendimientos dinámicos y estáticos de los convertidores de potencia, esta tesis ha estudiado el diseño de estrategias de control avanzadas para varios convertidores de potencia típicos que utilizan enfoques de control no lineal. Según el contenido de investigación de la tesis, se puede dividir en tres partes:

- 1) diseño de estrategias de control no lineal para convertidor de potencia reductor

DC-DC;

- 2) diseño de estrategias de control no lineal para rectificadores trifásicos;
- 3) diseño de estrategias de control no lineal para el inversor trifásico.

Los principales resultados de investigación e innovaciones de la tesis se resumen a continuación.

1. Diseño de estrategias de control no lineal para convertidor de potencia reductor DC-DC

Se han propuesto, comparado y analizado cuatro estrategias de control para convertidores buck DC-DC: una estrategia de control adaptativo (SA) de lazo único, una estrategia de control adaptativo (DA) de lazo doble, una estrategia de control basada en observador de perturbación de lazo único (SDOB) y una estrategia de control basada en observadores de perturbaciones de doble bucle (DDOB). Primero, el sistema nominal sin considerar las incertidumbres paramétricas del convertidor reductor DC-DC está construido para ayudar a desarrollar el SA y el DA. El SA se construye mediante enfoques de control adaptativos y de retroceso, y el DA se configura mediante enfoques de control de modo deslizante y adaptativo. Además, se introduce un modelo que considera las incertidumbres paramétricas, dando la oportunidad de desarrollar el SDOB y el DDOB. El SDOB se desarrolla utilizando un observador de perturbaciones diseñado y una técnica de control de retroceso, y el DDOB se sintetiza utilizando un observador de perturbaciones diseñado y un método de control de modo deslizante. Finalmente, las ventajas y desventajas de las cuatro estrategias de control propuestas se han comparado y analizado mediante experimentos.

2. Diseño de estrategias de control no lineales para rectificadores trifásicos

2.1 Control de adaptativo H_∞ para rectificador trifásico de dos niveles conectado a la red

Al utilizar la transformación de Park invariante de potencia, se obtiene un modelo matemático promediado de convertidores de potencia en un marco de referencia síncrono dq . Luego, se propone una estrategia de control novedosa que usa control adaptativo y la técnica H_∞ para regular el voltaje de salida del enlace de dc y rastrear una referencia de corriente deseada para rectificadores de potencia trifásicos. Más específicamente, se establece un controlador adaptativo eficiente en el bucle externo para regular el voltaje

de salida del enlace de dc en presencia de perturbaciones externas. Un conjunto de controladores H_∞ están diseñados en el bucle interno para forzar a las corrientes de entrada a seguir sus valores deseados. Finalmente, se han presentado, analizado y comparado los resultados de la simulación obtenidos del método de control propuesto con el del control por modo deslizante, y se ha verificado la superioridad de las leyes de control propuestas.

2.2 Control de modo deslizante adaptativo basado en observador para rectificador NPC trifásico

Se ha propuesto una nueva estrategia de control robusta para el rectificador NPC de tres niveles. El esquema de control propuesto consta de tres bucles de control, es decir, bucle de control de seguimiento de potencia instantánea, bucle de regulación de voltaje y bucle de equilibrio de voltaje. Primero, en el bucle de control de seguimiento de potencia, se establece un conjunto de controladores de modo deslizante adaptativo para impulsar el seguimiento de potencia activa y reactiva de sus valores deseados mediante la tecnología de red neuronal de función de base radial. En el bucle de regulación de voltaje, un controlador adaptativo eficiente pero simple está diseñado para regular el voltaje de salida del enlace de dc donde la carga se considera una perturbación externa. Además, se desarrolla un controlador compuesto en el bucle de balanceo de voltaje para asegurar voltajes de desequilibrio entre dos capacitores de enlace de dc cercanos a cero, en el que se utiliza un observador de orden reducido para estimar la perturbación sinusoidal mejorando el rendimiento del convertidor. La efectividad y superioridad de la estrategia de control propuesta para el convertidor de potencia NPC se han comparado con otros esquemas de control a través de resultados experimentales.

2.3 Control de modo deslizante de segundo orden para rectificador trifásico de dos niveles conectado a la red en condiciones de red desequilibrada

Se ha propuesto una nueva y robusta estrategia de control para convertidores de potencia trifásicos operados en condiciones de red desequilibrada. Se obtiene un objetivo de control consolidado en el marco $\alpha\beta$ estacionario, que se puede ajustar de forma flexible según el grado de oscilación de las potencias activa y reactiva y el equilibrio de la corriente trifásica. A partir de la dinámica del convertidor y objetivo de control, se presenta un esquema de control en un marco en cascada, en el que se aplica un observador adaptativo para estimar las secuencias positivas y negativas de la tensión de red. En el bucle de seguimiento actual, se implementa un controlador de corriente de algoritmo de súper torsión junto con un diferenciador de súper torsión (STD) para rastrear las referencias

actuales, con una dinámica rápida y una robustez mejorada. Además, en el bucle de regulación de voltaje, se desarrolla un controlador compuesto efectivo para regular el voltaje del enlace de dc, donde se utiliza un observador de súper torsión para estimar la perturbación de la carga, mejorando así el rendimiento del convertidor. Los resultados experimentales se han proporcionado para confirmar la eficacia y superioridad de la estrategia de control propuesta.

3. Diseño de estrategias de control no lineal para inversor trifásico

Se ha investigado el problema de la regulación de la tensión de salida del inversor trifásico de dos niveles con filtro LC que utiliza un enfoque de control de modo de deslizamiento integral (OBIS) basado en observadores de perturbaciones. Primero, se reformula la dinámica del inversor para facilitar el uso de la estrategia de control OBIS propuesta, que considera las incertidumbres paramétricas del filtro LC . Un observador de perturbaciones está diseñado para estimar las incertidumbres paramétricas y las perturbaciones externas. Luego, se establece una superficie de modo deslizante integral considerando el error de seguimiento de voltaje, su integral y las estimaciones de las incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas. Se propone un controlador de modo deslizante de modo que los sistemas sean robustos a las incertidumbres y perturbaciones admisibles y satisfagan la condición de alcance. La estabilidad del sistema de circuito cerrado puede garantizarse basándose en la teoría de Lyapunov. Finalmente, se han proporcionado varios experimentos de que la estrategia de control OBIS propuesta es la estrategia más excelente para un sistema capaz de lograr un voltaje de salida de mayor calidad con robustez y bajo armónico, en comparación con el control de PI en cascada clásico y el método de control predictivo del modelo de conjunto de control finito.

附录 B 英语总结和结论

-Appendix B: Summary and Conclusion in English

Nowadays, the problems of environmental pollution and energy crisis have kept on trouble to people. It is becoming the favorable solution of above issues to use the renewable energy sources (RES) such as wind and solar energy replacing the traditional energy sources. However, high penetration of RES into power systems also will result in the problems of power stability and quality because of the stochastic characteristic of RES. The microgrid, which can operate both in grid-connected and islanded mode, has been comprehensive investigated to solve the RES integration issue. Power converter as the interface between the RES and the microgrid ought to integrate the RES into a microgrid efficiently and economically, even in unbalanced load and voltage conditions.

In the past few decades, due to the significance of both theory and practical applications, the study of power converter has become one of the hotspots of research in the fields of power electronics and automation. Control strategy design of power converter is an important study research of power converter. The control strategy as the core of the control system directly determines the dynamic and static performance of the power converter. The power converter system is a typical nonlinear system. However, most of power converter control strategies are designed based on linearization control methods, which makes the control system sensitive to system parameter variations, slow dynamic response speed and poor steady-state performance, etc.

Thus, in order to further improve the dynamic and static performances of power converters, this dissertation has studied the advanced control strategies design for several typical power converters using nonlinear control approaches. According to the research content of the thesis, it can be divided into three parts:

- 1) nonlinear control strategies design for DC-DC buck power converter;
- 2) nonlinear control strategies design for three-phase rectifiers;
- 3) nonlinear control strategies design for the three-phase inverter.

The main research results and innovations of the thesis are summarized as follows.

1. Nonlinear control strategies design for DC-DC buck power converter

This part of the thesis is taken from the following paper:

Y. Yin, J. Liu, A. Marquez, X. Lin, Jose I. Leon, S. Vazquez, L. G. Franquelo and L. Wu, Advanced control strategies for DC-DC buck converters with parametric uncertainties via experimental evaluation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, 67(12): 5257-5267.

The original paper can be found on: <https://ieeexplore.ieee.org>

Four control strategies for DC-DC buck converters have been proposed, compared and analyzed: a single-loop adaptive control strategy (SA), a double-loop adaptive control strategy (DA), a single-loop disturbance observer-based control strategy (SDOB) and a double-loop disturbance observer-based control strategy (DDOB). First, the nominal system without considering the parametric uncertainties of the DC-DC buck converter is built to help develop the SA and DA. The SA is built by adaptive and backstepping control approaches, and the DA is set up by adaptive and sliding mode control approaches. Additionally, a model considering parametric uncertainties is introduced, giving the opportunity to develop the SDOB and DDOB. The SDOB is developed using a designed disturbance observer and backstepping control technique, and the DDOB is synthesized using a designed disturbance observer and sliding mode control method. Finally, the advantages and disadvantages of the four proposed control strategies have been compared and analyzed through experiments.

1.1 DC-DC Buck Converter Model

The averaged model of the buck converter in continuous conduction mode can be given as,

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{C} - \frac{x_1}{RC}, \quad (\text{B-1})$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av}, \quad (\text{B-2})$$

where x_1 is the output voltage v_{out} , x_2 is the current through the inductor i_L and u_{av} is the control input. It should be noted that a study of the discontinuous conduction mode is not included in this paper for the sake of simplicity. The above system (B-1)-(B-2) is the nominal system for the converter without considering the parametric uncertainties of the filter inductor and output capacitor. However, in some practical applications, accurate values of the inductor and capacitor are not known. Taking this fact into account, the

actual inductor and capacitor values are defined as follows:

$$\bar{L} = L + \Delta L, \bar{C} = C + \Delta C, \quad (\text{B-3})$$

where L and C are the nominal values of the filter inductor and output capacitor, respectively, and ΔL and ΔC are the parametric uncertainties of filter inductor and output capacitor, respectively, which are considered unknown values.

Then, the uncertain system of the DC-DC buck converter can be written as,

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{\bar{C}} - \frac{x_1}{R\bar{C}}, \quad (\text{B-4})$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{\bar{L}} + \frac{v_{in}}{\bar{L}}u_{av}. \quad (\text{B-5})$$

The dynamics of converters (B-4) and (B-5) can be rewritten as

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2}{C} + d_1, \quad (\text{B-6})$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av} + d_2, \quad (\text{B-7})$$

where

$$d_1 = -\frac{\Delta C x_2}{C(C + \Delta C)} - \frac{x_1}{R(C + \Delta C)},$$

$$d_2 = \frac{\Delta L x_1}{L(L + \Delta L)} - \frac{\Delta L v_{in} u_{av}}{L(L + \Delta L)}.$$

Furthermore, the dynamics of converters (B-6) and (B-7) can be expressed as,

$$\dot{x} = Ax + Bu_{av} + d, \quad (\text{B-8})$$

where $x = [x_1, x_2]^T$ and

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_{in}}{L} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}.$$

The objective of this paper is to regulate the output voltage to its desired reference in the presence of unknown disturbances and parametric uncertainties.

In the following section, based on the above dynamic models four control strategies will be designed to achieve the control objective. Before proceeding, the following lemma is presented.

Lemma B.1 If $F \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is the Hurwitz matrix, then there exists a positive scalar ϵ , such that $\|e^{Ft}\| \leq \epsilon e^{\frac{\lambda_{\max}}{2}t}$, where λ_{\max} is the largest eigenvalue of F .

1.2 Control Strategies Design for Nominal System

1.2.1 Single-loop adaptive control strategy

The voltage tracking error can be defined as

$$z_1 = x_1 - x_1^*, \quad (\text{B-9})$$

where x_1^* is the desired output voltage. Taking the derivative of (B-9) along with (B-1), one can obtain

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2}{C} - \theta x_1 - \dot{x}_1^*, \quad (\text{B-10})$$

where $\theta = \frac{1}{RC}$ is the unknown parameter. Here it is assumed that the equivalent load R is unknown and changes in steps. Thus θ is also unknown and changes in steps. Defining $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$, one can construct the following Lyapunov function for the system (B-10), where $\hat{\theta}$ is the adaptive law to be designed,

$$V_{s11} = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2\eta}\tilde{\theta}^2. \quad (\text{B-11})$$

Then, the time derivative of (B-11) is

$$\dot{V}_{s11} = z_1\left(\frac{x_2}{C} - \theta x_1 - \dot{x}_1^*\right) + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}}. \quad (\text{B-12})$$

Based on (B-12), one can design the virtual control α_1 , error variable z_2 and adaptive law $\hat{\theta}$ as follows:

$$\alpha_1 = -k_{s11}z_1 + \dot{x}_1^* + \hat{\theta}x_1, \quad (\text{B-13})$$

$$z_2 = \frac{x_2}{C} - \alpha_1, \quad (\text{B-14})$$

$$\dot{\hat{\theta}} = -\eta z_1 x_1, \quad (\text{B-15})$$

where k_{s11} and η are positive scalars. Then, substituting (B-13)-(B-15) into (B-12) yields

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s11} &= z_1(z_2 + \alpha_1 - \theta x_1 - \dot{x}_1^*) + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}} \\ &= z_1(-k_{s11}z_1 + \hat{\theta}x_1 + z_2 + \dot{x}_1^* - \theta x_1 - \dot{x}_1^*) + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}} \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_1z_2 + \tilde{\theta}z_1x_1 + \frac{1}{\eta}\tilde{\theta}(-\eta z_1x_1) \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_1z_2. \end{aligned} \quad (\text{B-16})$$

Next, using (B-14), one can obtain the dynamic of z_2 ,

$$\dot{z}_2 = -\frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} - \dot{\alpha}_1. \quad (\text{B-17})$$

The following Lyapunov function V_{s12} for the error system $z = [z_1, z_2]^T$ can be constructed:

$$V_{s12} = V_{s11} + \frac{1}{2}z_2^2. \quad (\text{B-18})$$

Differentiating (B-18) yields

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s12} &= -k_{s11}z_1^2 + z_1z_2 + z_2\dot{z}_2 \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_2\left(z_1 - \frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} - \dot{\alpha}_1\right). \end{aligned} \quad (\text{B-19})$$

The control u_{av} which is designed so that $\dot{V}_{s12} < 0$ is satisfied, is given by

$$u_{av} = \frac{LC}{v_{in}}\left(-z_1 + \frac{x_1}{LC} + \dot{\alpha}_1 - k_{s12}z_2\right). \quad (\text{B-20})$$

By substituting (B-20) into (B-19), it can be obtained that

$$\dot{V}_{s12} = -k_{s11}z_1^2 - k_{s12}z_2^2 \leq 0, \quad (\text{B-21})$$

which means that the error system (z_1, z_2) tends to zero, i.e., the controller (B-20) can regulate the output voltage to its desired reference.

1.2.2 Double-loop adaptive control strategy

1.2.2.1 External loop

The aims of the external loop are to regulate the output voltage and provide the current command for the internal loop. It is assumed that the dynamics of the inner loop are faster than those of the outer loop; then, in line with the singular perturbation theory, the dynamics of z_1 can be obtained as:

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2^*}{C} - \theta x_1 - \dot{x}_1^*, \quad (\text{B-22})$$

where x_2^* is the reference of x_2 . To achieve the control objective, the same Lyapunov function can be constructed as per (B-11). Then the reference of x_2 is designed as,

$$x_2^* = C(-k_{d1}z_1 + \dot{x}_1^* + \hat{\theta}x_1), \quad (\text{B-23})$$

where k_{d1} is a positive scalar and the same adaptive law as per (B-15) is used.

1.2.2.2 Internal loop

A sliding mode controller is employed in the internal loop to drive the inductor current to its reference provided from the external loop. From (B-2) one obtains the following derivative with $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$,

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av} - \dot{x}_2^*, \quad (\text{B-24})$$

where \dot{x}_2^* satisfies the condition that $\|\dot{x}_2^*\|$ is less than or equal to the positive constant Φ . Next, the sliding mode controller u_{av} will be designed to drive the state trajectories onto the sliding surface \tilde{x}_2 in finite time. The Lyapunov function is constructed as

$$V_{d12} = \frac{1}{2}\tilde{x}_2^2. \quad (\text{B-25})$$

The following derivative can be obtained by using (B-24),

$$\dot{V}_{d12} = \tilde{x}_2\left(-\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L}u_{av} - \dot{x}_2^*\right). \quad (\text{B-26})$$

One can design the following sliding mode controller:

$$u_{av} = -\frac{L}{v_{in}}\left(c_{d12}\tilde{x}_2 + D_{d12}\text{sign}(\tilde{x}_2) - \frac{x_1}{L}\right), \quad (\text{B-27})$$

where c_{d12} and $D_{d12} \geq \Phi$ are positive constants. Applying the controller (B-27) in (B-26) yields

$$\begin{aligned} \dot{V}_{d12} &= \tilde{x}_2(-c_{d12}\tilde{x}_2 - D_{d12}\text{sign}(\tilde{x}_2) - \dot{x}_2^*) \\ &\leq -c_{d12}\tilde{x}_2^2 - D_{d12}|\tilde{x}_2| - \Phi\tilde{x}_2 \leq 0. \end{aligned} \quad (\text{B-28})$$

Thus the inductor current x_2 can track its reference x_2^* in finite time.

1.3 Control Strategies Design for an Uncertain System

1.3.1 Disturbance Observer Design

The disturbance observer that can estimate the disturbance d is presented as follows:

$$\begin{aligned} \hat{d} &= \zeta - Fx, \\ \dot{\zeta} &= F(Ax + Bu_{av} + \hat{d}), \end{aligned} \quad (\text{B-29})$$

where $\hat{d} = [\hat{d}_1, \hat{d}_2]^T$ is the estimate vector of d , $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2]^T$ is the internal state vector of the observer and

$$F = \begin{bmatrix} -f_{11} & 0 \\ 0 & -f_{22} \end{bmatrix},$$

with positive constants f_{11} and f_{22} to be designed, which means that F is the Hurwitz matrix. It can be derived from (B-8) and (B-29) that

$$\begin{aligned} \dot{\hat{d}} &= \dot{\zeta} - F\dot{x} \\ &= F(Ax + Bu_{av} + \hat{d}) - F(Ax + Bu_{av} + d) \end{aligned}$$

$$= -F\tilde{d}, \quad (\text{B-30})$$

where $\tilde{d} = d - \hat{d}$ is the estimated error vector.

Using (B-30), the following derivative can be obtained following derivative,

$$\dot{\tilde{d}} = \dot{d} + F\tilde{d}, \quad (\text{B-31})$$

and its solution can be written as

$$\tilde{d} = e^{Ft} \tilde{d}_0 + \int_0^t e^{F(t-\tau)} \dot{d}(\tau) d\tau, \quad (\text{B-32})$$

where \tilde{d}_0 is the initial value of \tilde{d} . Assuming that $\|d\| \leq \phi$ and $\|\dot{d}\| \leq \varsigma$, according to Lemma 1, one can obtain

$$\begin{aligned} \|\tilde{d}\| &= \|e^{Ft} d_0\| + \left\| \int_0^t e^{F(t-\tau)} \dot{d}(\tau) d\tau \right\| \\ &\leq \|e^{Ft}\| \|d_0\| + \int_0^t \|e^{F(t-\tau)}\| \|\dot{d}(\tau)\| d\tau \\ &\leq \epsilon\phi e^{\frac{\lambda_{\max}(F)}{2}t} + \epsilon\varsigma \frac{2}{\lambda_{\max}(F)} (e^{\frac{\lambda_{\max}(F)}{2}t} - 1) \\ &\leq \epsilon\phi - \epsilon\varsigma \frac{2}{\lambda_{\max}(F)}. \end{aligned} \quad (\text{B-33})$$

Therefore, it can be concluded that estimate errors are ultimately bounded.

1.3.2 Single-loop disturbance observer-based control strategy

Taking the derivative of (B-9) along with (B-6), one can obtain

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2}{C} + d_1 - \dot{x}_1^*. \quad (\text{B-34})$$

The following Lyapunov function is constructed for the system (B-34),

$$V_{s21} = \frac{1}{2}z_1^2. \quad (\text{B-35})$$

Then, the time derivative of (B-35) is

$$\dot{V}_{s21} = z_1 \left(\frac{x_2}{C} + d_1 - \dot{x}_1^* \right). \quad (\text{B-36})$$

Based on (B-36), one can design the virtual control α_2 and the error variable z_2 as follows:

$$\alpha_2 = -k_{s21}z_1 + \dot{x}_1^* - \hat{d}_1, \quad (\text{B-37})$$

$$z_2 = \frac{x_2}{C} - \alpha_2, \quad (\text{B-38})$$

where k_{s21} is a positive scalar. Then, (B-36) becomes

$$\begin{aligned}\dot{V}_{s21} &= z_1(-k_{s21}z_1 + \dot{x}_1^* - \hat{d}_1 + d_1 - \dot{x}_1^* + z_2) \\ &= -k_{s21}z_1^2 + z_1z_2 + z_1\tilde{d}_1.\end{aligned}\quad (\text{B-39})$$

The time derivative of z_2 can be obtained from (B-7) and (B-38),

$$\dot{z}_2 = -\frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} + \frac{d_2}{C} - \dot{a}_2. \quad (\text{B-40})$$

It is natural to construct the following Lyapunov function,

$$V_{s22} = V_{s21} + \frac{1}{2}z_2^2. \quad (\text{B-41})$$

Using (B-39) and (B-40), the following derivative can be obtained:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{s22} &= -k_{s21}z_1^2 + z_1z_2 + z_1\tilde{d}_1 + z_2\dot{z}_2 \\ &= -k_{s11}z_1^2 + z_2(z_1 - \frac{x_1}{LC} + \frac{v_{in}}{LC}u_{av} + \frac{d_2}{C} - \dot{a}_2) + z_1\tilde{d}_1.\end{aligned}\quad (\text{B-42})$$

The control u_{av} is designed as

$$u_{av} = \frac{LC}{v_{in}}\left(-z_1 + \frac{x_1}{LC} + \dot{a}_2 - k_{s22}z_2 - \frac{\hat{d}_2}{C}\right), \quad (\text{B-43})$$

where k_{s22} is a positive scalar.

Then (B-42) becomes, substituting (B-43) into (B-42),

$$\begin{aligned}\dot{V}_{s22} &= -k_{s11}z_1^2 - k_{s22}z_2^2 + z_1\tilde{d}_1 + z_2\frac{\tilde{d}_2}{C}, \\ &= z^T \begin{bmatrix} -k_{s21} & 0 \\ 0 & -k_{s22} \end{bmatrix} z + z^T \tilde{d}',\end{aligned}\quad (\text{B-44})$$

where $z = [z_1, z_2]^T$ and $\tilde{d}' = [\tilde{d}_1, \frac{\tilde{d}_2}{C}]^T$. Since the estimate error vector \tilde{d} is bounded, the vector \tilde{d}' is also bounded. Without loss of generality, assume that $\|\tilde{d}'\| \leq \varrho$. Moreover, it can be obtained that

$$\begin{aligned}\dot{V}_{s22} &\leq -z^T \begin{bmatrix} k_{s11} & 0 \\ 0 & k_{s22} \end{bmatrix} z + \|z^T\| \|\tilde{d}'\| \\ &\leq -\min\{k_{s11}, k_{s22}\} \|z\|^2 + \|z\| \varrho \\ &= -\|z\| (\min\{k_{s11}, k_{s22}\} \|z\| - \varrho).\end{aligned}\quad (\text{B-45})$$

Thus, the ultimate bound of z is given by

$$\|z\| \leq \frac{\varrho}{\min\{k_{s11}, k_{s22}\}}. \quad (\text{B-46})$$

1.3.3 Double-loop disturbance observer-based control strategy

1.3.3.1 External loop

Using (B-6) and (B-9), the dynamic of the external loop can be rewritten as

$$\dot{z}_1 = \frac{x_2^*}{C} + d_1 - \dot{x}_1^*. \quad (\text{B-47})$$

Based on the disturbance observer, the composite controller can be designed as

$$x_2^* = C(-k_{d2}z_1 + \dot{x}_1^* - \hat{d}_1), \quad (\text{B-48})$$

where k_{d2} is a positive scalar and \hat{d}_1 is the estimated value of d_1 , which is similar to (B-29) and is omitted here.

Here, it should be pointed out that the disturbance observer used in the double-loop control structure is different from that used in the single-loop control structure. In the single-loop control structure, the disturbances d_1 and d_2 are estimated simultaneously, while the disturbances d_1 and d'_2 which will be explained in the next subsection, are estimated in the external loop and internal loop respectively, in the double-loop control strategy.

Using (B-48), the dynamic of the external loop becomes

$$\dot{z}_1 = -k_{d2}z_1 + \tilde{d}_1, \quad (\text{B-49})$$

and its solution is given as

$$z_1 = e^{-k_{d2}t} z_{10} + \int_0^t e^{-k_{d2}(t-\tau)} \tilde{d}_1(\tau) d\tau, \quad (\text{B-50})$$

where z_{10} is the initial value of z_1 .

It can be concluded from (B-32), that z_1 is ultimately bounded.

1.3.3.2 Internal loop

From (B-7) the error the dynamic of internal loop can be rewritten as,

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L} u_{av} + d'_2, \quad (\text{B-51})$$

where $d'_2 = d_2 - \dot{x}_2^*$. Here, the disturbance observer is still utilized to estimate the disturbance d'_2 . The disturbance observer can be designed as,

$$\begin{aligned} \hat{d}'_2 &= \xi_2 + f_2 \tilde{x}_2, \\ \dot{\xi}_2 &= -f_2 \left(-\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L} u_{av} + \hat{d}'_2 \right), \end{aligned} \quad (\text{B-52})$$

where \hat{d}'_2 is the estimate of disturbance, d'_2 , f_2 is a positive constant and ξ_2 is the internal

state vector of the observer. The process of stability and analysis of the disturbance observer is similar to that presented in section IV-A, and it is omitted here. The observation error $\tilde{d}'_2 = d'_2 - \hat{d}'_2$ satisfies $\|\tilde{d}'_2\| \leq \varpi$.

Next, one can take advantage of \hat{d}'_2 to design a sliding mode controller to force the inductor current towards its reference.

Based on the Lyapunov function (B-25), one can obtain its derivative from (B-51),

$$\dot{V}_{d22} = \tilde{x}_2 \left(-\frac{x_1}{L} + \frac{v_{in}}{L} u_{av} + d'_2 \right), \quad (\text{B-53})$$

where $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$ is the sliding variable.

One can design the following sliding mode controller,

$$u_{av} = -\frac{L}{v_{in}} \left(c_{d22} \tilde{x}_2 + D_{d22} \text{sign}(\tilde{x}_2) - \frac{x_1}{L} + \hat{d}'_2 \right), \quad (\text{B-54})$$

where c_{d22} is a positive scalar and D_{d22} satisfies $D_{d22} \geq \varpi$. Then, using (B-54), the Lyapunov function derivative (B-53) becomes,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{d22} &= \tilde{x}_2 \left(-c_{d22} \tilde{x}_2 - D_{d22} \text{sign}(\tilde{x}_2) + \tilde{d}'_2 \right) \\ &\leq -c_{d22} \tilde{x}_2^2 - D_{d22} |\tilde{x}_2| + \varpi \tilde{x}_2 \leq 0. \end{aligned} \quad (\text{B-55})$$

This relation implies that the inductor current x_2 can track its reference x_2^* in finite time.

Simulation and experimental results for the proposed controllers can be found in Chapter 2, pages 21-28.

The problem of output voltage regulation in a DC-DC buck converter has been investigated in this part. Based on the nominal and uncertain systems of the DC-DC buck converter, four control strategies (i.e., SA, DA, SDOB and DDOB) have been proposed. The characteristics and design procedures of the four control strategies are compared, discussed and analyzed. Two experimental results namely, the results of the comparison of the controller vs. the load resistance variations and the comparison of the controller vs. the reference voltage variations, are provided to further compare and analyze the advantages and disadvantages of the four proposed strategies. The SA can ensure that the output voltage has the shortest recovery time whenever the load or the reference voltage changes. The output voltage has the smallest output voltage drop under a sudden load change using the DA. The SDOB is robust to reference voltage changes without an output voltage undershoot. The DDOB achieves the best static performance among the four proposed control strategies. From the present study and analysis, one can select or switch

to the most suitable control strategy for any application scenario.

2. Adaptive H_∞ control for three-phase two-level grid-connected rectifier

This part of the thesis is taken from the following paper:

Y. Yin, J. Liu, W. Luo, L. Wu, S. Vazquez, J. I. Leon and L. G. Franquelo, Adaptive control for three-phase power converters with disturbance rejection performance. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, DOI:10.1109/TSMC.2018.2876322.

The original paper can be found on: <https://ieeexplore.ieee.org>

2.1 System Description and Preliminaries

The dynamics of inductors currents i_{dq} and output capacitor voltage v_{dc} can be given by in dq synchronous reference frame as,

$$\dot{i}_{dq}(t) = -\frac{r}{L}i_{dq}(t) - J\omega i_{dq}(t) + \frac{e_{dq}}{L} - \frac{1}{L}u_{dq}v_{dc}(t), \quad (\text{B-56})$$

$$\dot{v}_{dc}(t) = -\frac{1}{R_L C}v_{dc}(t) + \frac{1}{C}u_{dq}^T(t)i_{dq}(t), \quad (\text{B-57})$$

where $i_{dq}(t) = M_{abc}^{dq} i_{abc}(t) = [i_d(t), i_q(t)]^T$, $e_{dq} = M_{abc}^{dq} e_{abc} = [e_d, e_q]^T$, $u_{dq}(t) = M_{abc}^{dq} \sigma = [u_d(t), u_q(t)]^T$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, and the M_{abc}^{dq} is the power-invariant transfer matrix.

Next, a necessary definition and a lemma are provided for subsequent developments.

Definition B.1 For a given disturbance attenuation level γ , the following system

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B\omega(t), \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (\text{B-58})$$

where $x(t) \in \mathbb{R}^n$ and $y(t)$ represent the state vector and the control output, respectively, $\omega(t) \in L_2[0, \infty)$ denotes the disturbance input, and A, B and C are the real matrices of compatible dimensions, is said to have an H_∞ performance index γ if it holds that for $x(0) = 0$,

$$\int_0^{+\infty} y^T(t)y(t)dt \leq \gamma^2 \int_0^{+\infty} \omega^T(t)\omega(t)dt. \quad (\text{B-59})$$

Lemma B.2 For matrix M and S of appropriate dimension, then

$$M^T S + MS^T < 0,$$

holds, if and only if there exists a scalar $\kappa > 0$, such that

$$\kappa M^T M + \frac{1}{\kappa} S^T S < 0,$$

holds.

2.2 Controller Design

Based on mathematical model in the above section, the main objective of this section is to design efficient control scheme, which is a cascade-control structure comprising voltage regulation loop (external loop) and current tracking loop (internal loop), to force the dc-link output voltage $v_{dc}(t)$ to a desired constant reference v_{dc}^* and to provide a desired instantaneous reactive power. More specifically, the goals of this section are stated as follows:

- Develop an efficient adaptive controller in the external loop for regulating dc-link output voltage $v_{dc}(t)$ under external disturbance condition;
- Design a set of H_∞ controllers in the internal loop to force quadrature current $i_q(t)$ and direct current $i_d(t)$ to follow their reference signals i_q^* and i_d^* , respectively, where i_q^* is defined to achieve a desired instantaneous reactive power and i_d^* is calculated to regulate the dc-link capacitor voltage, which is considered to be a slowly varying signal.

2.2.1 Adaptive controller design

In this subsection, an adaptive controller is applied to control the dc-link output voltage in the external loop. In order to better design the adaptive controller, the following assumptions are stated as:

- In this paper, the equivalent load resistance R_L is regarded as an unknown external disturbance. We consider that the disturbance is slowly time varying (possible constant or change in steps).
- For the system (B-88) and (B-89) we assume that the output voltage dynamic v_{dc} is much slower than the current i_{dq} .

Based on Assumption 2 and the singular perturbation theory, the system (B-89) can be written as,

$$v_{dc}(t)\dot{v}_{dc}(t) = -\frac{1}{R_L C}v_{dc}^2(t) + \frac{1}{C}v_{dc}(t)u_{dq}^T(t)i_{dq}^*(t). \quad (\text{B-60})$$

Then one can obtain the following system,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \frac{1}{C}p^* - \rho x_1(t), \\ y_1(t) &= x_1(t), \end{aligned} \quad (\text{B-61})$$

where $x_1(t) = \frac{1}{2}v_{dc}^2(t)$, $p^* = v_{dc}u_{dq}^T i_{dq}^*$, $y_1(t)$ is the control output and $\rho = \frac{2}{R_L C}$ that can be regarded as an unknown slowly time varying disturbance.

Next, we are interested in designing an adaptive controller p^* such that the control output $x_1(t)$ can track the reference signal $x_1^* = \frac{1}{2}(v_{dc}^*)^2$ where v_{dc}^* is the desired reference voltage, i.e., the adaptive controller can drive the output voltage $v_{dc}(t)$ to its desired value v_{dc}^* .

Theorem B.1 Consider the system (B-61) with an adaptive controller

$$p^* = ke_1(t) + Cx_1(t)\hat{\rho}(t), \quad (\text{B-62})$$

where k is positive constant, $e_1(t) = x_1^* - x_1(t)$ is the regulation error and $\hat{\rho}(t)$ is the adaptive law with the following differential equations,

$$\dot{\hat{\rho}}(t) = \eta x_1(t)e_1(t), \quad (\text{B-63})$$

where η is positive constant. Then the control output $y_1(t)$ can asymptotically track the reference signal x_1^* , i.e., the adaptive controller (B-62) can drive the output voltage to its reference v_{dc}^* .

Proof. Denote $\tilde{\rho}(t) = \hat{\rho}(t) - \rho$, then according to the Assumption 1, one can obtain that,

$$\dot{\hat{\rho}}(t) = \dot{\tilde{\rho}}(t). \quad (\text{B-64})$$

Construct the following Lyapunov function candidate,

$$V_1(t) = \frac{1}{2}e_1^2(t) + \frac{1}{2\eta}\tilde{\rho}^2(t). \quad (\text{B-65})$$

One can get the derivative of the Lyapunov function (B-65),

$$\dot{V}_1(t) = e_1(t)\dot{e}_1(t) + \frac{1}{\eta}\tilde{\rho}(t)\dot{\tilde{\rho}}(t). \quad (\text{B-66})$$

It immediately follows from (B-61), (B-62), (B-63) and (B-64) that,

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(t) &= e_1(t)\left(-\frac{1}{C}p^* + \rho x_1(t)\right) + \frac{1}{\eta}\tilde{\rho}(t)\dot{\tilde{\rho}}(t) \\ &= -\frac{1}{C}e_1(t)(ke_1(t) + Cx_1(t)\hat{\rho}(t)) + e_1(t)x_1(t)\rho \\ &\quad + \frac{1}{\eta}\tilde{\rho}(t)\eta x_1(t)e_1(t) \\ &= -\frac{1}{C}ke_1^2(t). \end{aligned} \quad (\text{B-67})$$

Therefore, in term of the Lasalle's theorem, we can get that the track error $e_1(t)$ converges to 0 as $t \rightarrow \infty$, i.e., the adaptive controller (B-62) can drive the output voltage to its reference v_{dc}^* . The proof is completed here.

2.2.2 H_∞ controller design

In this subsection, an H_∞ controller is designed in the current tracking loop to force the input currents $i_{dq}(t)$ towards the desired values i_{dq}^* . Based on the instantaneous theory, one can obtain the current references,

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{e_d^2 + e_q^2} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{e_d} \begin{bmatrix} p^* \\ -q^* \end{bmatrix}, \quad (\text{B-68})$$

where p^* is instantaneous active and q^* is instantaneous reactive power. p^* is generated by the external loop to regulate the output voltage, and q^* is a desired instantaneous reactive power. In particular, q^* can be set 0, that is, $i_q^* = 0$, to achieve the power factor close to the unity. Denote the current tracking error ε_{qd} ,

$$\varepsilon_{qd}(t) = \begin{bmatrix} \varepsilon_d(t) \\ \varepsilon_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d(t) \\ i_q^* - i_q(t) \end{bmatrix}. \quad (\text{B-69})$$

Following form (B-89), the derivative of ε_{dq} is given by,

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d(t) \\ \dot{\varepsilon}_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* + \frac{r}{L}i_d(t) - \frac{e_d}{L} - \omega i_q(t) \\ i_q^* + \frac{r}{L}i_q(t) - \frac{e_q}{L} + \omega i_d(t) \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}(t)}{L} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix}. \quad (\text{B-70})$$

Next, an H_∞ controller will be designed to guarantee that current tracking error converges to zero,

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L}{v_{dc}(t)}k_d\varepsilon_d(t) + \frac{e_d}{v_{dc}(t)} + \frac{L}{v_{dc}(t)}\omega i_q(t) \\ -\frac{L}{v_{dc}(t)}k_q\varepsilon_q(t) + \frac{e_q}{v_{dc}(t)} - \frac{L}{v_{dc}(t)}\omega i_d(t) \end{bmatrix}, \quad (\text{B-71})$$

where the k_d and k_q are H_∞ controller gain to be designed.

Using (B-70) and (B-71), it follows that,

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d(t) \\ \dot{\varepsilon}_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_d\varepsilon_d(t) + \omega_d(t) \\ -k_q\varepsilon_q(t) + \omega_q(t) \end{bmatrix}, \quad (\text{B-72})$$

where $\omega_d(t) = i_d^* + \frac{r}{L}i_d(t)$ and $\omega_q(t) = i_q^* + \frac{r}{L}i_q(t)$. In fact, the parasitic resistance r and i_j^* , $j \in \{d, q\}$ viewed as external disturbance are generally unknown, which can not applied in the controller directly. Moreover, it can be seen from (B-72) that based on the

controller in (B-71), the current tracking errors $\varepsilon_d(t)$ and $\varepsilon_q(t)$ are decoupled. Thus, we can design the controller for direct current $i_d(t)$ and quadrature current $i_q(t)$, respectively. Moreover, the direct current tracking error $\varepsilon_d(t)$ is rewritten as,

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_d(t) &= -k_d \varepsilon_d(t) + \omega_d(t), \\ y_d(t) &= \varepsilon_d(t), \end{aligned} \quad (\text{B-73})$$

where $y_d(t)$ and $\omega_d(t)$ are the control output and disturbance input, respectively.

Theorem B.2 Consider the system (B-73) with an H_∞ controller. For a given positive constant γ_d , if there exist two positive scalars h_d and l_d , such that the following inequality constraint hold,

$$\begin{bmatrix} -2l_d & h_d & 1 \\ h_d & -\gamma_d & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_d \end{bmatrix} \leq 0, \quad (\text{B-74})$$

then the system (B-73) is asymptotically stable when $\omega_d(t) = 0$ and has an H_∞ performance less than γ_d . Furthermore, if the above inequality hold, then the H_∞ controller gain is $k_d = \frac{l_d}{h_d}$.

Proof. When $\omega_d(t) = 0$, it is easy to obtain that the controller gain k_d is positive scalar, i.e., the system (B-73) is asymptotically stable.

When $\omega_d(t) \neq 0$, let us show that system (B-73) has an H_∞ performance less than γ_d in rest of proof.

Define the $h'_d = \gamma_d h_d$, $l'_d = \gamma_d l_d$ and

$$T_d = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_d} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\gamma_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{\gamma_d}} \end{bmatrix}. \quad (\text{B-75})$$

Then, from (B-74), one can get that,

$$T_d \begin{bmatrix} -2l_d & h_d & 1 \\ h_d & -\gamma_d & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_d \end{bmatrix} T_d^T = \begin{bmatrix} -2l'_d & h'_d & 1 \\ h'_d & -\gamma_d^2 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \leq 0. \quad (\text{B-76})$$

By the Schur complement, one can get that the (B-76) is equivalent to

$$\begin{bmatrix} -2l'_d & h'_d \\ h'_d & -\gamma_d^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \leq 0, \quad (\text{B-77})$$

that is,

$$\begin{bmatrix} -2l'_d+1 & h'_d \\ h'_d & -\gamma_d^2 \end{bmatrix} \leq 0. \quad (\text{B-78})$$

Applying Schur complement to (B-78) again, the inequality (B-78) holds if and only if,

$$-2l'_d + 1 + (h'_d)^2 \gamma_d^{-2} \leq 0. \quad (\text{B-79})$$

Thus, based on (B-76)-(B-79), we can see the equivalence between the (B-74) and

$$-2l_d + 1 + h_d^2 \gamma_d^{-2} \leq 0. \quad (\text{B-80})$$

On the other hand, construct the following Lyapunov function for system (B-73),

$$V_2(t) = h_d \varepsilon_d^2(t). \quad (\text{B-81})$$

The derivative of the Lyapunov function (B-81) along with the system (B-73) is obtained,

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &= 2h_d \varepsilon_d(t) \dot{\varepsilon}_d(t) \\ &= -2h_d k_d \varepsilon_d^2(t) + 2h_d \varepsilon_d(t) \omega_d(t). \end{aligned} \quad (\text{B-82})$$

According to Lemma 1, we have

$$\dot{V}_2(t) \leq -2h_d k_d \varepsilon_d^2(t) + \gamma_d^{-2} h_d^2 \varepsilon_d^2(t) + \gamma_d^2 (\omega_d(t))^2. \quad (\text{B-83})$$

Next, for system (B-73), consider

$$J = \int_0^\infty (\varepsilon_d^2(t) - \gamma_d^2 (\omega_d(t))^2 + \dot{V}_2(t)) dt - (V_2(\infty) - V_2(0)). \quad (\text{B-84})$$

It follows from (B-83) and (B-73) that

$$J = \int_0^\infty (y_d^2(t) - \gamma_d^2 (\omega_d(t))^2) dt \leq \int_0^\infty (-2l_d + \gamma_d^{-2} h_d^2 + 1) \varepsilon_d^2(t) dt - V_2(\infty) \leq 0, \quad (\text{B-85})$$

which means that system (B-73) has an H_∞ performance less than γ_d . This completes the proof.

Similar to the theorem 2, we can also obtain the H_∞ controller for quadrature current $i_q(t)$.

Theorem B.3 Consider the system

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_q(t) &= -k_q \varepsilon_q(t) + \omega_q(t), \\ y_q(t) &= \varepsilon_q(t),\end{aligned}\tag{B-86}$$

with an H_∞ controller. For a given positive constant γ_q , if there exist two positive scalars h_q and l_q , such that the following inequality constraint hold,

$$\begin{bmatrix} -2l_q & h_q & 1 \\ h_d & -\gamma_d & 0 \\ 1 & 0 & -\gamma_q \end{bmatrix} \leq 0,\tag{B-87}$$

then the system (B-86) is asymptotically stable when $\omega_q(t) = 0$ and has an H_∞ performance less than γ_q . Furthermore, if the above inequality hold, then the H_∞ controller gain is $k_q = \frac{l_q}{h_q}$.

Simulation and experimental results for the proposed controllers can be found in Chapter 3, pages 37-45.

Using the proposed novel control strategy, adaptive H_∞ control strategy, the problems of voltage regulation and current tracking for three-phase two-level grid-connected power converters have been studied in this part. The adaptive H_∞ control strategy is an efficient control strategy in the field of power converters, which not only can obtain a desired voltage or current signals with small harmonic distortion but make the structure of controller simple and easily to implement. Two types of controllers, adaptive controller and H_∞ controllers are respectively applied in the external and internal loop, to achieve control objectives. Two real simulations are analyzed to verify the advantage of proposed control strategy in this part.

3. Observer-based adaptive sliding mode control for three-phase NPC rectifier

This part of the thesis is taken from the following paper:

Y. Yin, J. Liu, J. A. Sanchez, L. Wu, S. Vazquez, J. I. Leon and L. G. Franquelo, Observer-based adaptive sliding mode control of NPC converters: an RBF neural network approach. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(4): 3831-3841.

The original paper can be found on: <https://ieeexplore.ieee.org>

A novel robust control strategy for three-level NPC rectifier has been proposed. The proposed control scheme consists of three control loops, i.e., instantaneous power tracking control loop, voltage regulation loop and voltage balancing loop. First, in the power tracking control loop, a set of adaptive sliding mode controllers are established to drive the active and reactive power tracking their desired values via radial basis function neural network (RBFNN) technology. In the voltage regulation loop, an efficient but simple adaptive controller is designed to regulate dc-link output voltage where the load is considered as an external disturbance. Moreover, a composite controller is developed in the voltage balancing loop to ensure imbalance voltages between two dc-link capacitors close to zero, in which a reduced-order observer is used to estimate sinusoidal disturbance improving the converter performance. The effectiveness and superiority of the proposed control strategy for the NPC power converter have been compared with other control scheme through experimental results.

3.1 System Description and Preliminaries

The dynamics of inductor currents $i_{\alpha\beta} = [i_{\alpha}, i_{\beta}]^T$, the sum of capacitor voltages $x_1 = v_{c1} + v_{c2}$ and the difference of capacitor voltages $x_2 = v_{c1} - v_{c2}$ for the NPC converter can be given by in α, β, γ stationary reference frame as,

$$\dot{i}_{\alpha} = \frac{1}{L}v_{\alpha} - \frac{1}{2L}x_1u_{\alpha} + \frac{1}{2\sqrt{6}L}x_2(u_{\beta}^2 - u_{\alpha}^2) - \frac{1}{\sqrt{3}L}x_2u_{\alpha}u_{\gamma}, \quad (\text{B-88})$$

$$\dot{i}_{\beta} = \frac{1}{L}v_{\beta} - \frac{1}{2L}x_1u_{\beta} + \frac{1}{\sqrt{6}L}x_2u_{\alpha}u_{\beta} - \frac{1}{\sqrt{3}L}x_2u_{\beta}u_{\gamma}, \quad (\text{B-89})$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{2}{R_L C}x_1 + \frac{1}{C}i_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta}, \quad (\text{B-90})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{2i_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta}u_{\gamma}}{\sqrt{3}C} + \frac{1}{\sqrt{6}C}[(u_{\alpha}^2 - u_{\beta}^2)i_{\alpha} - 2u_{\alpha}u_{\beta}i_{\beta}], \quad (\text{B-91})$$

where $v_{\alpha\beta} = [v_{\alpha}, v_{\beta}]^T$ is the grid source voltage and $u_{\alpha\beta\gamma} = [u_{\alpha}, u_{\beta}, u_{\gamma}]^T$ is the average

duty cycle. Based on the instantaneous theory, instantaneous active and reactive powers p, q are defined as,

$$\begin{aligned} p &= v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}, \\ q &= v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha}. \end{aligned} \quad (\text{B-92})$$

In order to more conveniently and efficiently design controller, assume that the grid source voltages are balanced and the difference of capacitor voltages x_2 approximates to zero. Then, taking the derivative of (B-92), one can obtain,

$$\begin{aligned} \dot{p} &= -\frac{1}{2L}v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta}x_1 + \omega q + \frac{1}{L}\|v_{\alpha\beta}\|^2, \\ \dot{q} &= -\frac{1}{2L}v_{\alpha\beta}^T J^T u_{\alpha\beta}x_1 - \omega p, \end{aligned} \quad (\text{B-93})$$

where $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

The equilibrium point of the system, i.e., $\dot{p} = 0$ and $\dot{q} = 0$ can be obtained from,

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = \frac{2}{x_1} \left\{ \left(1 + \frac{\omega L q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \left(\frac{\omega L p}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) J v_{\alpha\beta} \right\}. \quad (\text{B-94})$$

In this paper, radial basis function neural network (RBFNN) will be adopted to approximate the unknown function $d(x)$ in the developed control design procedure for the NPC power converter. For a continuous function $d(x)$ on a compact set \square and ε_m , there exists a RBFNN $\theta^T \xi(x)$ such that

$$\sup_{x \in \square} |d(x) - \theta^T \xi(x)| \leq \varepsilon_m, \quad (\text{B-95})$$

where $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_l]^T$ is the weight vector, and $\xi(x) = [\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_l(x)]^T$ is basis function vector commonly used Gaussian function,

$$\xi_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\|x-\phi_i\|^2}{\sigma_i}\right)^2}, i = 1, 2, \dots, l, \quad (\text{B-96})$$

where σ_i and ϕ_i are the width and center of the basis function, respectively.

Based on the state-space equation (B-90), (B-91) and (B-93) of the NPC converter, one should design an efficient control scheme to accomplish the following objectives:

- 1) Regulating the sum of capacitor voltages x_1 to its desired value for the supplied load,
- 2) Enforcing instantaneous active and reactive power p, q to track their references,

respectively,

- 3) Guaranteeing the imbalance of the capacitor voltages x_2 close to zero.

In the following sections, to control dynamics of the ac/dc NPC power converter, a control method based on DPC strategy is proposed.

3.2 Controller Design

Based on dynamical model and control objectives of NPC converter, note that it is essential to design three control loops to realize control targets described in the above section. First, a set of adaptive sliding mode controllers are designed in the internal loop to guarantee tracking of instantaneous active and reactive power towards their references. In the second step, an outer loop is established to force the sum of capacitor voltages to a desired constant reference. Finally, a voltage balance loop is built-up by H_∞ controller plus reduced-order observer to cope with the imbalance of the capacitor voltages issue.

3.2.1 Instantaneous Power Tracking Loop Design

In this subsection, a set of adaptive sliding mode controllers will be applied to the instantaneous power tracking loop to achieve control objectives via RBF neural network technology. Define the tracking errors as,

$$\begin{aligned} e_p &= p^* - p, \\ e_q &= q^* - q. \end{aligned} \tag{B-97}$$

Using (B-93), time-derivation of (B-97) yields,

$$\begin{aligned} \dot{e}_p &= -\omega q + \frac{v_{\alpha\beta}^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} - \frac{\|v_{\alpha\beta}\|^2}{L} + \dot{p}^*, \\ \dot{e}_q &= \omega p + \frac{(Jv_{\alpha\beta})^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} + \dot{q}^*. \end{aligned} \tag{B-98}$$

Here, note that the above system is ideal model without considering uncertain parameters. However, in practical applications, the converters are always affected by many factors such as parametric uncertainties, measurement errors and unknown disturbances, etc. Therefore, it is necessary to establish more accurate model close to the real system behavior. For this reason, the following system that uncertainties are considered in the converter model is represented as,

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_p &= -(\omega + \Delta_\omega)q + \left(\frac{1}{2L} + \Delta_L\right)v_{\alpha\beta}^T x_1 u_{\alpha\beta} \\
 &\quad - \left(\frac{1}{L} + \Delta_L\right)\|v_{\alpha\beta}\|^2 + \dot{p}^*, \\
 \dot{e}_q &= (\omega + \Delta_\omega)p + \left(\frac{1}{2L} + \Delta_L\right)(Jv_{\alpha\beta})^T x_1 u_{\alpha\beta} + \dot{q}^*,
 \end{aligned} \tag{B-99}$$

where Δ_ω and Δ_L are the parametric uncertainties. Then (B-99) can be rewritten as,

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_p &= -\omega q + \frac{v_{\alpha\beta}^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} - \frac{\|v_{\alpha\beta}\|^2}{L} + d_p(t), \\
 \dot{e}_q &= \omega p + \frac{(Jv_{\alpha\beta})^T x_1}{2L} u_{\alpha\beta} + d_q(t),
 \end{aligned} \tag{B-100}$$

where

$$\begin{aligned}
 d_p(t) &= -\Delta_\omega q + \Delta_L v_{\alpha\beta}^T x_1 u_{\alpha\beta} - \Delta_L \|v_{\alpha\beta}\|^2 + \dot{p}^*, \\
 d_q(t) &= \Delta_\omega p + \Delta_L (Jv_{\alpha\beta})^T x_1 u_{\alpha\beta} + \dot{q}^*.
 \end{aligned} \tag{B-101}$$

Next, on the basis of equilibrium point (B-94), the control signal $u_{\alpha\beta}$ against parametric uncertainties to drive the active and reactive power tracking their desired values are designed as,

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} - \mu(e_p)v_{\alpha\beta} - \mu(e_q)Jv_{\alpha\beta}, \tag{B-102}$$

where $\mu(e_p)$ and $\mu(e_q)$ are the adaptive sliding mode controllers to be designed. Substituting (B-102) into (B-100), one can obtain that

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_p &= -\frac{x_1}{2L}\|v_{\alpha\beta}\|^2 \mu(e_p) + d_p(t), \\
 \dot{e}_q &= -\frac{x_1}{2L}\|v_{\alpha\beta}\|^2 \mu(e_q) + d_q(t).
 \end{aligned} \tag{B-103}$$

Utilizing the RBFNN to approximate the unknown function $d_p(t)$ and $d_q(t)$, the approximate expressions are

$$\begin{aligned}
 d_p(t) &= \theta_p^{*T} \xi + \varepsilon_p, \quad |\varepsilon_p| \leq \varepsilon_{mp}, \\
 d_q(t) &= \theta_q^{*T} \xi + \varepsilon_q, \quad |\varepsilon_q| \leq \varepsilon_{mq},
 \end{aligned} \tag{B-104}$$

where θ_p^{*T} and θ_q^{*T} are the ideal weight vector, ε_p and ε_q are the approximation errors, and ε_{mp} and ε_{mq} are their upper bounds, respectively.

A set of adaptive sliding mode controllers by using RBFNN to approximate unknown functions are designed as,

$$\begin{aligned}\mu(e_p) &= k_p e_p + \frac{2L}{x_1 \|v_{\alpha\beta}\|^2} [\hat{\theta}_p^T \xi + \varepsilon_{mp} \text{sign}(e_p)], \\ \mu(e_q) &= k_q e_q + \frac{2L}{x_1 \|v_{\alpha\beta}\|^2} [\hat{\theta}_q^T \xi + \varepsilon_{mq} \text{sign}(e_q)],\end{aligned}\tag{B-105}$$

where k_p and k_q are the positive constants, and $\hat{\theta}_p$ and $\hat{\theta}_q$ are the estimation of ideal weight vectors θ_p^* and θ_q^* , respectively.

Applying adaptive sliding mode controllers (B-105) into (B-103), error dynamic becomes,

$$\begin{aligned}\dot{e}_p &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p - \hat{\theta}_p^T \xi - \varepsilon_{mq} \text{sign}(e_p) + d_p(t), \\ \dot{e}_q &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q - \hat{\theta}_q^T \xi - \varepsilon_{mq} \text{sign}(e_q) + d_q(t).\end{aligned}\tag{B-106}$$

Construct the following Lyapunov function for the system (B-106),

$$V_{pq} = \frac{1}{2} e_p^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \tilde{\theta}_p + \frac{1}{2\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \tilde{\theta}_q,\tag{B-107}$$

where $\tilde{\theta}_p = \hat{\theta}_p - \theta_p^*$ and $\tilde{\theta}_q = \hat{\theta}_q - \theta_q^*$. Then, one can get the derivative of Lyapunov function V_{pq} ,

$$\dot{V}_{pq} = e_p \dot{e}_p + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \dot{\tilde{\theta}}_q.\tag{B-108}$$

Using (B-104) and (B-106), one can get,

$$\begin{aligned}\dot{V}_{pq} &= -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p^2 - e_p \hat{\theta}_p^T \xi - \varepsilon_{mp} |e_p| + e_p \theta_p^{*T} \xi \\ &\quad - \frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q^2 - e_q \hat{\theta}_q^T \xi - \varepsilon_{mq} |e_q| + e_q \theta_q^{*T} \xi \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \dot{\tilde{\theta}}_q + \varepsilon_p e_p + \varepsilon_q e_q \\ &\leq -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p^2 - \frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q^2 - e_p \tilde{\theta}_p^T \xi \\ &\quad - e_q \tilde{\theta}_q^T \xi - (\varepsilon_{mp} - \varepsilon_p) |e_p| - (\varepsilon_{mq} - \varepsilon_q) |e_q| + \frac{1}{\gamma_p} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{\theta}_q^T \dot{\tilde{\theta}}_q.\end{aligned}\tag{B-109}$$

Design the adaptive law as

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\theta}}_p &= \gamma_p e_p \xi, \\ \dot{\hat{\theta}}_q &= \gamma_q e_q \xi.\end{aligned}\tag{B-110}$$

Then, using (B-110), the derivative of Lyapunov function becomes,

$$\dot{V}_{pq} \leq -\frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_p e_p^2 - \frac{x_1}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 k_q e_q^2 - (\varepsilon_{mp} - \varepsilon_p) |e_p| - (\varepsilon_{mq} - \varepsilon_q) |e_q|.\tag{B-111}$$

Therefore, according to the Lasalle's theorem, we can conclude that the track errors $e_p(t)$ and $e_q(t)$ converge to 0 as $t \rightarrow \infty$, i.e., the adaptive sliding mode controllers can enforce instantaneous active and reactive power p, q to track their references, respectively.

3.2.2 Voltage Regulation Loop Design

In this subsection, an adaptive controller will be designed in the external loop to regulate the sum of capacitor voltages x_1 to its desired value x_1^* . Assume that the equivalent load resistance R_L considered as unknown disturbance is slowly time varying, i.e., $\dot{R}_L \cong 0$, and the dynamics of the instantaneous power are much faster than voltage dynamic. Then, the dynamic of sum of capacitor voltages x_1 can be rewritten as,

$$\dot{x}_1 = -\frac{2}{R_L C} x_1 + \frac{1}{C} i_{\alpha\beta}^{*T} u_{\alpha\beta}, \quad (\text{B-112})$$

where $i_{\alpha\beta}^*$ is the reference of inductor current $i_{\alpha\beta}$. Then, we have

$$\dot{z}_1 = -\eta z_1 + \frac{2}{C} p^*, \quad (\text{B-113})$$

where $z_1 = \frac{1}{2} x_1^2$ is the new state variable, $p^* = \frac{x_1}{2} i_{\alpha\beta}^{*T} u_{\alpha\beta}$ is the desired reference of the instantaneous active power p and $\eta = \frac{4}{R_L C}$ is the unknown parameter. Define the regulation error as follow,

$$e_z = z_1 - z_1^*, \quad (\text{B-114})$$

where $z_1^* = \frac{x_1^{*2}}{2}$. Following from (B-113), time-derivation of (B-114) is,

$$\dot{e}_z = \dot{z}_1 = -\eta z_1 + \frac{2}{C} p^*. \quad (\text{B-115})$$

Next, an efficient but simple adaptive controller will be designed to regulate the sum of capacitor voltages x_1 to its desired value x_1^* as well as provide the power reference for the internal loop.

The following Lyapunov function is constructed to design the adaptive controller,

$$V_1(t) = \frac{1}{2} e_z^2 + \frac{1}{2\lambda} \tilde{\eta}^2, \quad (\text{B-116})$$

where λ is the positive constant, $\tilde{\eta} = \hat{\eta} - \eta$, and $\hat{\eta}$ is the adaptive law to be designed.

Take the derivative of (B-116) along the system (B-115),

$$\dot{V}_1 = e_z (-\eta z_1 + \frac{2}{C} p^*) + \frac{1}{\lambda} \tilde{\eta} \dot{\hat{\eta}}. \quad (\text{B-117})$$

Design the following adaptive controller and the adaptive law

$$p^* = -k_{vs}e_z + \frac{C}{2}z_1\hat{\eta}, \quad (\text{B-118})$$

$$\dot{\hat{\eta}}(t) = -\lambda z_1 e_z. \quad (\text{B-119})$$

Substituting (B-118) and (B-119) into (B-117), yields

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -\eta z_1 e_z - \frac{2}{C}k_{vs}e_z^2 + \hat{\eta}z_1 e_z - \tilde{\eta}(t)z_1 e_z, \\ &= -\frac{2}{C}k_{vs}e_z^2. \end{aligned} \quad (\text{B-120})$$

Therefore, according to the Lasalle's theorem, we can conclude that the regulation error $e_z(t)$ converge to 0 as $t \rightarrow \infty$, that is, an adaptive controller can regulate the sum of capacitor voltages x_1 to its desired value x_1^* .

3.2.3 Voltage Balancing Loop Design

In this subsection, a composite controller which consists of H_∞ controller and reduced-order observer will be designed in the balancing loop to ensure imbalance voltages between two dc-link capacitors close to zero. Based on the assumption in the voltage regulation loop, that is, the dynamics of the instantaneous power are much faster than voltage dynamic, one can introduce the equilibrium point (B-94) of the system into (B-91). Then the dynamic of (B-91) becomes,

$$\dot{x}_2 = \frac{4p^*}{C\sqrt{3}x_1}u_\gamma + \frac{1}{C}\psi(t), \quad (\text{B-121})$$

where $\psi(t)$ is considered as the disturbance in this paper. The disturbance $\psi(t)$ mainly consists of a sinusoidal disturbance whose frequency is 3 times of fundamental frequency, and can be defined as,

$$\psi(t) = \chi \sin(3\omega t + \varphi), \quad (\text{B-122})$$

where χ and φ are the constant values. Next, a reduced-order observer will be designed to estimate sinusoidal disturbance improving the converter performance.

Adding two new state variables disturbance $\psi(t)$ and its time derivative x_ψ , the augmented system can be expressed as,

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= \frac{h}{C}u_\gamma + \frac{1}{C}\psi, \\ \dot{\psi} &= x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= -9\omega^2\psi, \end{aligned} \quad (\text{B-123})$$

where $h = \frac{4p^*}{\sqrt{3}x_1}$.

Furthermore, one can obtain the following state space representation,

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu_\gamma, \\ y &= Ex,\end{aligned}\tag{B-124}$$

where $x = [x_2, \psi, x_\psi]^T$ and y stand for system states and measurable output, respectively, and

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -9\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{h}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T,$$

are constant matrices.

Then the system (B-124) can be rewritten as,

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u_\gamma, \\ y &= \bar{x}_1,\end{aligned}\tag{B-125}$$

where

$$A_{11} = [0], A_{12} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -9\omega^2 & 0 \end{bmatrix}$$

It can be observed from (B-125) that \bar{x}_1 can be obtained directly from the measurable output y , and we only suffice to estimate the state variable \bar{x}_2 . In fact, $\bar{x}_1 = x_2$ is the difference of capacitor voltages that can directly measure and the $\bar{x}_2 = [\psi, x_\psi]^T$ are the disturbance and its time derivative that are impossible to measure directly and need to estimate. Thus the following reduced-order state observer is designed to estimate \bar{x}_2 ,

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon} &= F\varepsilon + Gy + Hu_\gamma, \\ \hat{\bar{x}}_2 &= M\varepsilon + Ny,\end{aligned}\tag{B-126}$$

where F, G, M and N are the observer gains to be designed.

Denote observation error $e_\psi = \bar{x}_2 - \hat{\bar{x}}_2$, then its dynamic equation can be expressed as,

$$\dot{e}_\psi = (A_{22} + LA_{12})e_\psi. \quad (\text{B-127})$$

Obviously, the observation error $e_\psi \rightarrow 0$ if only if $A_{22} + LA_{12}$ is Hurwitz. One can obtain that if there exist positive matrix P such that

$$(A_{22} + LA_{12})^T P + P(A_{22} + LA_{12}) \leq 0, \quad (\text{B-128})$$

then $A_{22} + LA_{12}$ is Hurwitz. The equation (B-128) is equivalent to

$$A_{22}^T P + PA_{22} + WA_{12} + A_{12}^T W^T \leq 0, \quad (\text{B-129})$$

where $W = PL$.

One can note that the equation (B-129) is the standard linear matrix inequality which can be efficiently solved by Matlab LMI toolbox to obtain the matrices P and Q . Furthermore, the matrix is determined by $L = P^{-1}Q$.

Defining $\varepsilon = \hat{x}_2 + Ly$ yields,

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \dot{\hat{x}}_2 + L\dot{y} \\ &= (A_{22} + LA_{12})\hat{x}_2 + L(A_{11}y + B_1u_\gamma) \\ &\quad + A_{21}y + B_2u_\gamma + (B_2 + LB_1)u_\gamma. \end{aligned} \quad (\text{B-130})$$

Then one can obtain the observer gains as,

$$\begin{aligned} F &= A_{22} + LA_{12}, \\ G &= (A_{21} + LA_{11}) - (A_{22} + LA_{12})L, \\ H &= B_2 + LB_1, \\ M &= I, \\ N &= -L. \end{aligned} \quad (\text{B-131})$$

Using the estimated disturbance $\psi(t)$, the following composite controller will be designed via H_∞ technique,

$$u_\gamma = \frac{C}{h}(k_b x_2 + \frac{1}{C}\hat{\psi}), \quad (\text{B-132})$$

where k_b is the H_∞ controller gain to be designed.

Substituting (B-132) into (B-121), yields

$$\dot{x}_2 = -k_b x_2 + \frac{1}{C}\varsigma(t), \quad (\text{B-133})$$

where $\varsigma(t)$ consisting of observation error and other harmonics is the disturbance. The

following condition is presented to calculate the admissible H_∞ controller.

For given constant ϱ , if there exist positive scalars w_b and j_b , such that

$$\begin{bmatrix} 2w_b + 1 & \frac{1}{C}j_b \\ \frac{1}{C}j_b & -\varrho^2 \end{bmatrix} \leq 0, \quad (\text{B-134})$$

then the system satisfies,

1. the difference of capacitor voltages $x_2 = v_{c1} - v_{c2}$ converges to zero as $t \rightarrow \infty$ in the absence of disturbance;

2. under zero-initial condition, the following inequality

$$\int_0^{+\infty} x_2^T x_2 dt \leq \varrho^2 \int_0^{+\infty} \zeta^T \zeta dt, \quad (\text{B-135})$$

holds in the presence of disturbance input $\zeta(t)$.

Moreover, if the couple of scalars w_b and j_b are found, we can get H_∞ controller gain as $k_b = \frac{w_b}{j_b}$.

Simulation and experimental results for the proposed controllers can be found in Chapter 4, pages 56-62.

In this part, a novel control strategy has been proposed for three phase three-level neutral-point-clamped (NPC) power converter by taking advantage of cascade control structure including instantaneous power tracking control loop, voltage regulation loop and voltage balancing loop. To deal with the model uncertainties of the system, a set of adaptive sliding mode controllers have been designed via RBF neural network technology in the instantaneous power tracking control loop. In the voltage regulation loop, an efficient but simple adaptive controller has been developed to regulate dc-link output voltage for simpler implementation. Then based on the reduced-order observer, an H_∞ controller combined with reduced-order observer is established to ensure imbalance voltages between two dc-link capacitors close to zero. Finally, the experimental results on NPC converter have demonstrated that compared with the PI control, the output voltage of proposed control strategy has rather smaller voltage drop and remarkably shorter transient time and the difference of capacitor voltage of proposed control strategy is smaller almost close to zero. Based on this fact, the devices of injecting a zero-sequence voltage and feedforward compensation can be replaced by our proposed control strategy, leading to the reduction of weight, size and cost of the power converter.

4. Second-order sliding mode control for three-phase two-level grid-connected rectifier under unbalanced grid conditions

This part of the thesis is taken from the following paper:

Y. Yin, S. Vazquez, A. Marquez, J. Liu, J. I. Leon, L. Wu and L. G. Franquelo, Observer-Based Sliding Mode Control for Grid-Connected Power Converters under Unbalanced Grid Conditions, IEEE Transactions on Industrial Electronics, DOI:10.1109/TIE.2021.3050387.

The original paper can be found on: <https://ieeexplore.ieee.org>

A novel robust control strategy for three-phase power converters operated under unbalanced grid conditions has been proposed. A consolidated control objective is obtained in the stationary $\alpha\beta$ frame, which can be flexibly adjusted according to the degree of oscillation in the active and reactive powers and the balance of the three-phase current. Based on the dynamics of the converter and control objective, a control scheme in a cascaded framework is presented, in which an adaptive observer is applied to estimate the positive and negative sequences of the grid voltage. In the current tracking loop, a super-twisting algorithm current controller coupled with a super-twisting differentiator (STD) is implemented to track the current references, featuring rapid dynamics and improved robustness. Additionally, in the voltage regulation loop, an effective composite controller is developed to regulate the dc-link voltage, where a super-twisting observer is used to estimate the load disturbance, thereby improving the performance of the converter. The experimental results have been provided to confirm the effectiveness and superiority of the proposed control strategy.

4.1 Problem Formulation and Preliminaries

It is considered that the grid voltage v_{abc} can be unbalanced. It is assumed that v_{abc} is composed by fundamental components of the positive and negative sequences. Then, v_{abc} can be written as:

$$v_{abc} = v_{abc}^+ + v_{abc}^-, \quad (\text{B-136})$$

with the positive-sequence component

$$v_{abc}^+ = \begin{bmatrix} V^+ \sin(\omega t + \theta^+) \\ V^+ \sin(\omega t + \theta^+ - \frac{2}{3}\pi) \\ V^+ \sin(\omega t + \theta^+ + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}, \quad (\text{B-137})$$

and the negative-sequence component

$$v_{abc}^- = \begin{bmatrix} V^- \sin(-\omega t + \theta^-) \\ V^- \sin(-\omega t + \theta^- + \frac{2}{3}\pi) \\ V^- \sin(-\omega t + \theta^- - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}. \quad (\text{B-138})$$

In (B-137) and (B-138), ω is the grid angular frequency, V^+ and V^- represent the positive- and negative-sequence voltage amplitudes, respectively and θ^+ and θ^- are the initial phase angles of the positive- and negative-sequence voltages, respectively.

Using the power-invariant Clarke transformation, the grid voltage can be represented in the $\alpha\beta$ frame as:

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta}^+ + v_{\alpha\beta}^- = V^+ \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta^+) \\ \sin(\omega t + \theta^+) \end{bmatrix} + V^- \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \theta^-) \\ \sin(-\omega t + \theta^-) \end{bmatrix}, \quad (\text{B-139})$$

where $v_{\alpha\beta}^+ = [v_\alpha^+, v_\beta^+]^T$ and $v_{\alpha\beta}^- = [v_\alpha^-, v_\beta^-]^T$.

The averaged model of the power converter in the stationary $\alpha\beta$ frame is,

$$\begin{aligned} L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} - r i_{\alpha\beta}, \\ C \frac{d}{dt} \left(\frac{v_{dc}^2}{2} \right) &= \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}^2}{R_L}, \end{aligned} \quad (\text{B-140})$$

where $i_{\alpha\beta}$ and $u_{\alpha\beta}$ are the grid current and the control input in the stationary $\alpha\beta$ frame, respectively.

The grid current reference can be calculated as:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{P^*}{D_1 + \xi D_2} \begin{bmatrix} v_\alpha^+ + \xi v_\alpha^- \\ v_\beta^+ + \xi v_\beta^- \end{bmatrix} + \frac{Q^*}{D_1 - \xi D_2} \begin{bmatrix} v_\beta^+ - \xi v_\beta^- \\ -v_\alpha^+ + \xi v_\alpha^- \end{bmatrix}, \quad (\text{B-141})$$

where P^* and Q^* are the active and reactive power commands, respectively, $D_1 = \|v_\alpha^+\|^2 + \|v_\beta^+\|^2$, $D_2 = \|v_\alpha^-\|^2 - \|v_\beta^-\|^2$ and ξ is called the coordination coefficient, satisfying $-1 \leq \xi \leq 1$. One can select different values of the coordination coefficient to satisfy the different requirements in practical applications. In the case of $\xi = -1$, the control objective is to eliminate the ripple in active power. If the ripple in active power is removed, the dc output voltage can also be regulated to a desired constant value. However, it should be noted that eliminating the ripple in active power comes at the cost of unbalanced three-phase current and increases the ripple in reactive power. In the case of $\xi = 0$, the control objective is to eliminate the negative-sequence component of the grid current, while there still exist

ripples in the active and reactive powers. In the case of $\xi = 1$, the control objective is to eliminate the ripple in reactive power; however, the negative-sequence component of the grid current still exists, and the active power fluctuates. In addition to these three cases, the coefficient ξ can be selected as an arbitrary value in the range of -1 to 1 to balance variable control objectives, which can improve the system control flexibility.

4.2 Control Strategies

4.2.1 Positive and Negative Sequences of the Grid Voltage Estimates

It can be determined from Section II-B that regardless of the control objective, both positive and negative sequences of the grid voltage are required.

The positive and negative sequences can be obtained using an AO as:

$$v_{\alpha\beta}^+ = 0.5 \left(\hat{v}_{\alpha\beta} + \frac{\hat{\omega}_0}{\varpi_0} \hat{\vartheta}_{\alpha\beta} \right), \quad (\text{B-142})$$

$$v_{\alpha\beta}^- = 0.5 \left(\hat{v}_{\alpha\beta} - \frac{\hat{\omega}_0}{\varpi_0} \hat{\vartheta}_{\alpha\beta} \right), \quad (\text{B-143})$$

where

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\Omega}}_0 &= \gamma \tilde{v}_{\alpha\beta}^T J \hat{\vartheta}_{\alpha\beta}, \\ \dot{\hat{\vartheta}}_{\alpha\beta} &= \varpi_0 J \hat{v}_{\alpha\beta}, \\ \dot{\hat{v}}_{\alpha\beta} &= \hat{\Omega}_0 J \hat{\vartheta}_{\alpha\beta} + \lambda \tilde{v}_{\alpha\beta}, \\ \hat{\omega}_0 &= \sqrt{\varpi_0 \hat{\Omega}_0}, \\ J &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{B-144})$$

$\tilde{v}_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta} - \hat{v}_{\alpha\beta}$, and λ , γ and ϖ_0 are positive constants to be designed.

4.2.2 Current Tracking Loop

4.2.2.1 STA design

The STA is applied to the current tracking loop ensuring convergence of $i_{\alpha\beta}$ to its reference $i_{\alpha\beta}^* = [i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*]^T$.

Define the current tracking error $\tilde{i}_{\alpha\beta} = i_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}^*$. From (B-140), it can be obtained that

$$\dot{\tilde{i}}_{\alpha\beta} = \frac{1}{L} \left(v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} - r i_{\alpha\beta} \right) - \dot{i}_{\alpha\beta}^*. \quad (\text{B-145})$$

Define $\tilde{i}_{\alpha\beta}$ as the sliding mode variable. The STA is designed as:

$$u_{\alpha\beta} = \frac{2L}{v_{dc}} \left(\mu_{\alpha\beta} + \frac{v_{\alpha\beta}}{L} - \dot{i}_{\alpha\beta}^* \right), \quad (\text{B-146})$$

where $\mu_{\alpha\beta} = [\mu_\alpha, \mu_\beta]^T$ with

$$\mu_j = \lambda_j |\tilde{i}_j|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_j) + \chi_j \int_{t_0}^t \text{sign}(\tilde{i}_j) ds, \quad (\text{B-147})$$

in which $\lambda_j > 0$ and $\chi_j > 0$, $j \in \{\alpha, \beta\}$. Note that the term ' $ri_{\alpha\beta}$ ' does not appear in (B-146) because the parasitic resistance r is usually unknown, and therefore, it is considered as a system uncertainty.

Substituting (B-146) into (B-145), one obtains:

$$\dot{\tilde{i}}_{\alpha\beta} = -\mu_{\alpha\beta} + d_{\alpha\beta}, \quad (\text{B-148})$$

where $d_{\alpha\beta} = [d_\alpha, d_\beta]^T$ is a lumped disturbance including all the uncertainties and disturbances of the system.

Using (B-147), the error dynamic (B-148) can be rewritten as:

$$\dot{\tilde{i}}_j = -\lambda_j |\tilde{i}_j|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_j) + \varphi_j, \quad (\text{B-149})$$

$$\dot{\varphi}_j = -\chi_j \text{sign}(\tilde{i}_j) + \dot{d}_j, \quad (\text{B-150})$$

where \dot{d}_j , $j \in \{\alpha, \beta\}$ is the variation rate of the disturbance d_j . In the following, it is assumed that it is bounded; i.e., $\|\dot{d}_j\| \leq \bar{D}_j$ for the positive value \bar{D}_j , $j \in \{\alpha, \beta\}$.

Next, the stability of the error dynamic system (B-149)-(B-150) will be proved by Lyapunov stability theory. For convenience, the proof for \tilde{i}_α is only considered because sliding variables \tilde{i}_α and \tilde{i}_β , are decoupled and the proof for \tilde{i}_β can be obtained following the same steps.

Consider the following Lyapunov function candidate:

$$V_\alpha = \zeta_\alpha^T H_\alpha \zeta_\alpha, \quad (\text{B-151})$$

where $\zeta_\alpha = [\zeta_{\alpha 1}, \zeta_{\alpha 2}]^T = [|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha), \varphi_\alpha]^T$ and the matrix

$$H_\alpha = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha^2 + 4\chi_\alpha & -\lambda_\alpha \\ -\lambda_\alpha & 2 \end{bmatrix}$$

is a positive definite matrix since both λ_α and χ_α are positive constants.

The time derivative of ζ_α can be written as:

$$\dot{\zeta}_\alpha = \frac{1}{|\zeta_{\alpha 1}|} (A_\alpha \zeta_\alpha + B_\alpha \varepsilon_\alpha), \quad (\text{B-152})$$

where

$$A_\alpha = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_\alpha}{2} & \frac{1}{2} \\ -\chi_\alpha & 0 \end{bmatrix}, B_\alpha = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \varepsilon_\alpha = |\zeta_{\alpha 1}| \dot{d}_\alpha.$$

The Lyapunov function derivative (B-151) becomes:

$$\begin{aligned} \dot{V}_\alpha &= \dot{\zeta}_\alpha^T H_\alpha \zeta_\alpha + \zeta_\alpha^T H_\alpha \dot{\zeta}_\alpha \\ &= \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} (2\zeta_\alpha^T A_\alpha^T + 2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T) H_\alpha \zeta_\alpha \\ &\leq \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} [(2\zeta_\alpha^T A_\alpha^T + 2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T) H_\alpha \zeta_\alpha + \bar{D}_\alpha^2 |\tilde{i}_\alpha| - \varepsilon_\alpha^2] \\ &= \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} [\zeta_\alpha^T (A_\alpha^T H_\alpha + H_\alpha A_\alpha + \bar{D}_\alpha^2 W_\alpha) \zeta_\alpha + 2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T H_\alpha \zeta_\alpha - \varepsilon_\alpha^2], \end{aligned} \quad (\text{B-153})$$

where the matrix

$$W_\alpha = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Using matrix Young inequalities, it can be obtained that

$$2\varepsilon_\alpha B_\alpha^T H_\alpha \zeta_\alpha - \varepsilon_\alpha^2 \leq \zeta_\alpha^T H_\alpha B_\alpha B_\alpha^T H_\alpha \zeta_\alpha. \quad (\text{B-154})$$

Substituting (B-154) into (B-153) yields

$$\begin{aligned} \dot{V}_\alpha &\leq \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} \zeta_\alpha^T (A_\alpha^T H_\alpha + H_\alpha A_\alpha + \bar{D}_\alpha^2 W_\alpha + H_\alpha B_\alpha B_\alpha^T H_\alpha) \zeta_\alpha \\ &= \frac{1}{|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}} \zeta_\alpha^T M_\alpha \zeta_\alpha, \end{aligned} \quad (\text{B-155})$$

where

$$M_\alpha = \begin{bmatrix} \bar{D}_\alpha^2 - \lambda_\alpha \chi_\alpha - \frac{\lambda_\alpha^2 (2\lambda_\alpha - 1)}{4} & \frac{\lambda_\alpha (\lambda_\alpha - 1)}{2} \\ \frac{\lambda_\alpha (\lambda_\alpha - 1)}{2} & \frac{2 - \lambda_\alpha}{2} \end{bmatrix}.$$

Based on the Schur complement Lemma, one can select

$$\lambda_\alpha > 2, \quad (\text{B-156})$$

$$\chi_\alpha > \frac{\lambda_\alpha^3 + \bar{D}_\alpha^2 (4\lambda_\alpha - 8)}{\lambda_\alpha (4\lambda_\alpha - 8)}, \quad (\text{B-157})$$

to guarantee $\dot{V}_\alpha < 0$.

Based on LaSalle's invariance theorem, it can be concluded that ζ_α converges to zero when $t \rightarrow \infty$, i.e., $\zeta_\alpha = \dot{\zeta}_\alpha = 0$, and then $\tilde{i}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_\alpha = 0$.

4.2.2.2 STD design

It should be pointed out that controller (B-146) requires the information of the derivative of $i_{\alpha\beta}^*$. This term affects the system performance not only during the transient state but also in the steady state because it is a sinusoidal signal. It is well known that the conventional linear differentiator method is sensitive to measurement noise and that the time-lagging phenomenon is inevitable. Thus, it is proposed to use an STD to calculate the derivative of $i_{\alpha\beta}^*$ with robustness to measurement noise.

Define an auxiliary system as:

$$\dot{z}_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta}, \quad (\text{B-158})$$

where $z_{\alpha\beta}$ and $v_{\alpha\beta}$ are the state variable and the control input of the new system, respectively.

Denote

$$s_{\alpha\beta} = z_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}^*, \quad (\text{B-159})$$

as the sliding variable.

The time derivation of (B-159) is:

$$\dot{s}_{\alpha\beta} = \dot{z}_{\alpha\beta} - \dot{i}_{\alpha\beta}^*, \quad (\text{B-160})$$

Then, using (B-158) and (B-160), it becomes:

$$\dot{s}_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta} - \dot{i}_{\alpha\beta}^*. \quad (\text{B-161})$$

Design the controller $v_{\alpha\beta} = [v_{\alpha}, v_{\beta}]^T$ as:

$$v_j = -\lambda_{stdj} |s_j|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_j) - \chi_{staj} \int_{t_0}^t \text{sign}(s_j) ds, \quad (\text{B-162})$$

where λ_{stdj} and χ_{staj} , $j \in \{\alpha, \beta\}$ are positive constants.

Substituting (B-162) into (B-161),

$$\dot{s}_j = -\lambda_{stdj} |s_j|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_j) + \varphi_{stdj}, \quad (\text{B-163})$$

$$\dot{\varphi}_{stdj} = -\chi_{staj} \text{sign}(s_j) - \ddot{i}_j^*, \quad (\text{B-164})$$

where it is assumed that the $\|\ddot{i}_j^*\| \leq \epsilon_{stdj}$ for the positive constant ϵ_{stdj} , $j \in \{\alpha, \beta\}$.

Based on the results from (B-151)-(B-153), one can select

$$\lambda_{stdj} > 2, \quad (\text{B-165})$$

$$\chi_{stdj} > \frac{\lambda_{stdj}^3 + \epsilon_{stdj}^2(4\lambda_{stdj} - 8)}{\lambda_{stdj}(4\lambda_{stdj} - 8)}, \quad (\text{B-166})$$

to guarantee that system (B-163)-(B-164) is asymptotically stable; i.e., s_j and \dot{s}_j , $j \in \{\alpha, \beta\}$ converge to zero. Therefore, using (B-161), the STD can be defined as:

$$i_{\alpha\beta}^* = v_{\alpha\beta}. \quad (\text{B-167})$$

4.2.3 Voltage Regulation Loop

Given that the current dynamics are much faster than the output voltage dynamics, from (B-140), it follows that

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{v_{dc}} (P^* - p_L), \quad (\text{B-168})$$

in which P^* is the active power reference and $p_L = \frac{v_{dc}^2}{R_L}$ is considered as a disturbance.

The system (B-168) can then be expressed as:

$$\dot{z}_{dc} = \frac{1}{C} (u_{dc} - d_L), \quad (\text{B-169})$$

where $z_{dc} = \frac{v_{dc}^2}{2}$, $u_{dc} = P^*$ and $d_L = p_L$.

Next, the composite controller

$$u_{dc} = -k_{dc} e_{dc} + \hat{d}_L, \quad (\text{B-170})$$

is designed to regulate z_{dc} to its reference $z_{dc}^* = \frac{(v_{dc}^*)^2}{2}$, where v_{dc}^* is the dc-link voltage reference, $e_{dc} = z_{dc} - z_{dc}^*$, $k_{dc} > 0$ is the proportional controller gain and \hat{d}_L is the estimate of d_L calculated by means of an STO.

Design the following STO:

$$\dot{\hat{e}}_{dc} = \frac{1}{C} (u_{dc} - \hat{d}_L), \quad (\text{B-171})$$

where the \hat{e}_{dc} is the estimate of the e_{dc} .

If one defines the observer error $\hat{e}_{sto} = e_{dc} - \hat{e}_{dc}$, then its time derivative is:

$$\dot{\hat{e}}_{sto} = \frac{1}{C} (\hat{d}_L - d_L). \quad (\text{B-172})$$

This can be observed if $\hat{e}_{sto} = \dot{\hat{e}}_{sto} = 0$, such that $\hat{d}_L = d_L$.

Similarly, from (B-151)-(B-153), one can design

$$\hat{d}_L = -\lambda_{sto} |\hat{e}_{sto}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{e}_{sto}) - \chi_{sto} \int_{t_0}^t \text{sign}(\hat{e}_{sto}) ds \quad (\text{B-173})$$

where λ_{sto} and χ_{sto} are positive constants selected as in (B-156) and (B-157) to guarantee

that $\hat{e}_{sto} = \dot{\hat{e}}_{sto} = 0$. Note that unlike the high-gain observer and extended state observer, the proposed STO can estimate d_L without steady-state error.

Moreover, the error dynamics of the system (B-169) can be rewritten as:

$$\dot{e}_{dc} = \frac{1}{C}(-k_{dc}e_{dc} + \hat{d}_L - d_L). \quad (\text{B-174})$$

It can be concluded that $e_{dc} \rightarrow 0$, i.e., $v_{dc} \rightarrow v_{dc}^*$, if $\hat{d}_L \rightarrow d_L$.

Simulation and experimental results for the proposed controllers can be found in Chapter 5, pages 75-81.

The aim of this paper is to propose a new control strategy in the stationary $\alpha\beta$ frame to improve the performance of the three-phase ac/dc power converter operated under unbalanced grid conditions. An STA current controller coupled with an STD has been implemented in the inner control loop to accomplish the current control. In the outer control loop, a proportional controller combined with an STO is designed to improve the anti-interference ability of the system. The feasibility and effectiveness of the proposed control strategy have been experimentally evaluated. The results have shown that the proposed control strategy can flexibly achieve different control objectives such as eliminating the active and reactive power ripples and balancing the grid current to meet different application requirements. In addition, the experiments confirm that the new current control loop exhibits faster dynamics and stronger robustness than the state-of-the-art proportional-resonant controller in the $\alpha\beta$ reference frame. Finally, the results demonstrate that, in contrast with the conventional PI dc-link voltage regulator, the proposed outer control loop improves the system response, reducing both the dc-link capacitor voltage drop and the settling time.

5. Integral sliding mode control three-phase two-level LC -filtered inverter

The problem of regulation output voltage of three-phase two-level LC -filtered inverter using disturbance observer-based integral sliding mode (OBIS) control approach has been investigated. First, the dynamics of the inverter are reformulated to facilitate the use of the proposed OBIS control strategy, which consider the parametric uncertainties of LC filter. A disturbance observer is designed to estimate the parametric uncertainties and external disturbances. Then, an integral sliding mode surface is established considering the voltage tracking error, its integral and the estimations of the parametric uncertainties and external disturbances. A sliding mode controller is proposed such that the system are robustness to the admissible uncertainties and disturbances and satisfy the reaching condition. The stability of the closed-loop system can be guaranteed based on the Lyapunov theory. Finally, several experiments have been provided that the proposed OBIS control strategy is most excellent strategy for system capable of achieving a higher quality output voltage with robustness and low harmonic, in comparison with classical cascaded PI control and finite control set model predictive control method.

5.1 Model of three-phase two-level LC -filtered inverter

The dynamics of the output voltage and inverter current can be expressed in the synchronously rotating dq reference frame,

$$\dot{v}_{od} = \omega v_{oq} - \frac{1}{C_{f0}} i_{od} + \frac{1}{C_{f0}} i_{fd}, \quad (\text{B-175})$$

$$\dot{v}_{oq} = -\omega v_{od} - \frac{1}{C_{f0}} i_{oq} + \frac{1}{C_{f0}} i_{fq}, \quad (\text{B-176})$$

$$\dot{i}_{fd} = -\frac{1}{L_{f0}} v_{od} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_{f0}} v_{id}, \quad (\text{B-177})$$

$$\dot{i}_{fq} = -\frac{1}{L_{f0}} v_{oq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_{f0}} v_{iq}, \quad (\text{B-178})$$

where L_{f0} and C_{f0} are the inductance and capacitance of the LC filter, ω is the synchronous angular velocity which can regulate the frequency of the output voltage, v_{odq} and i_{fdq} are the output voltage and inverter current, respectively, which are viewed as the state variables, v_{idq} is the inverter phase voltage which is regarded as the control input and i_{odq} is output current which is considered as the unknown disturbance in this paper.

The above system (B-175)-(B-178) are nominal system for the converter without considering parametric uncertainties of LC filter. However, in practical applications, the

values of inductor and capacitor may be not exact, i.e.,

$$L_f = L_{f0} + \Delta L, \quad (\text{B-179})$$

$$C_f = C_{f0} + \Delta C, \quad (\text{B-180})$$

where the L_{f0} and C_{f0} are nominal values and ΔL and ΔC are the parametric uncertainties.

The objective of this paper is to regulate the output voltage v_{odq} to its desired reference v_{odq}^* in the presence of the disturbances and parametric uncertainties. That is, the errors $x_1 = v_{od} - v_{od}^*$ and $x_2 = v_{oq} - v_{oq}^*$ converge to zero.

Therefore, in order to design the controller to resist against them effectively, the dynamics (B-175)-(B-178) are reframed as,

$$\dot{x}_1 = \omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 d_1, \quad (\text{B-181})$$

$$\dot{x}_2 = -\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 d_2, \quad (\text{B-182})$$

$$\dot{x}_3 = -a_2 x_1 + \omega x_4 + a_2 u_1 + d_3, \quad (\text{B-183})$$

$$\dot{x}_4 = -a_2 x_2 - \omega x_3 + a_2 u_2 + d_4, \quad (\text{B-184})$$

where $x_3 = i_{fd}$, $x_4 = i_{fq}$ and

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{C_{f0}}, a_2 = \frac{1}{L_{f0}}, \\ d_1 &= \frac{1}{a_1} \left(-\frac{i_{od}}{C_{f0} + \Delta C_{f0}} + \frac{\Delta C_{f0} i_{fd}}{C_{f0}(C_{f0} + \Delta C_{f0})} \right), \\ d_2 &= \frac{1}{a_2} \left(-\frac{i_{oq}}{C_{f0} + \Delta C_{f0}} + \frac{\Delta C_{f0} i_{fq}}{C_{f0}(C_{f0} + \Delta C_{f0})} \right), \\ d_3 &= \frac{\Delta L x_1}{(L_{f0} + \Delta L_{f0})L_{f0}} - \frac{\Delta L_{f0} u_1}{L_{f0}(L_{f0} + \Delta L_{f0})}, \\ d_4 &= \frac{\Delta L x_2}{(L_{f0} + \Delta L_{f0})L_{f0}} - \frac{\Delta L_{f0} u_2}{L_{f0}(L_{f0} + \Delta L_{f0})}. \end{aligned}$$

Note that d_1 and d_2 are the lumped disturbance including the parametric uncertainties and external disturbance, while d_3 and d_4 only include the parametric uncertainties of the system.

5.2 Observer-based sliding mode control

B.0.0.1 Observer Design

The disturbance observer of the plant (B-181) and (B-182) is synthesized as follows:

$$\hat{d}_1 = \frac{1}{a_1} (\xi_1 + \lambda_1 x_1), \quad (\text{B-185})$$

$$\hat{d}_2 = \frac{1}{a_2}(\xi_2 + \lambda_2 x_2), \quad (\text{B-186})$$

$$\dot{\xi}_1 = -\lambda_1(\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 \hat{d}_1), \quad (\text{B-187})$$

$$\dot{\xi}_2 = -\lambda_2(-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_2 \hat{d}_2), \quad (\text{B-188})$$

where \hat{d}_1 and \hat{d}_2 are the estimations of the disturbance of d_1 and d_2 , ξ_1 and ξ_2 are the auxiliary variable of the observer, and the λ_1 and λ_2 are the observer gains to be designed.

Define the estimation errors $\tilde{d}_1 = d_1 - \hat{d}_1$ and $\tilde{d}_2 = d_2 - \hat{d}_2$. Then the following Lemma can be obtained.

Lemma B.3 Assume that the disturbances d_1 and d_2 and their derivatives are bounded. For given observer gains $\lambda_1 > 0$ and $\lambda_2 > 0$, the disturbance observer (B-185)-(B-188) can estimate the disturbances d_1 and d_2 such that the estimation error satisfy $\|\tilde{d}_1\| \leq \varepsilon_1$ and $\|\tilde{d}_2\| \leq \varepsilon_2$, where ε_1 and ε_2 are the positive scalars.

Proof. The derivative of the (B-185) can be obtained by using (B-181) and (B-187),

$$\dot{\hat{d}}_1 = \frac{1}{a_1} \lambda_1 \tilde{d}_1. \quad (\text{B-189})$$

Then the dynamic of estimation error \tilde{d}_1 is,

$$\dot{\tilde{d}}_1 = \dot{d}_1 - \frac{1}{a_1} \lambda_1 \tilde{d}_1, \quad (\text{B-190})$$

where \dot{d}_1 is the derivative of the d_1 .

Similarly, it can be obtained that,

$$\dot{\hat{d}}_2 = \frac{1}{a_1} \lambda_2 \tilde{d}_2, \quad (\text{B-191})$$

$$\dot{\tilde{d}}_2 = \dot{d}_2 - \frac{1}{a_1} \lambda_2 \tilde{d}_2, \quad (\text{B-192})$$

where \dot{d}_2 is the derivative of the d_2 .

Consider the Lyapunov function candidate for error dynamics (B-190) and (B-192) with the following quadratic form,

$$V_{ob} = \tilde{d}_{12}^T P \tilde{d}_{12}, \quad (\text{B-193})$$

where $\tilde{d}_{12} = [d_1, d_2]^T$ and P is the positive matrix.

Take the derivative of the (B-193) along with (B-190) and (B-192),

$$\dot{V}_{ob} = \tilde{d}_{12}^T (A^T P + P A) \tilde{d}_{12} + 2 \tilde{d}_{12}^T P \dot{\tilde{d}}_{12}, \quad (\text{B-194})$$

where $A = \begin{bmatrix} -\lambda_1 & 0 \\ 0 & -\lambda_2 \end{bmatrix}$, and $\dot{d}_{12} = [d_1, d_2]^T$ satisfies $\|\dot{d}_{12}\| \leq \epsilon$. Note that system matrix A is a Hurwitz matrix with positive scalars λ_1 and λ_2 . It is easy to find the positive matrix W satisfying

$$A^T P + PA \leq W. \quad (\text{B-195})$$

Then the (B-196) can be rewritten as,

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ob} &\leq -\tilde{d}_{12}^T W \tilde{d}_{12} + 2\tilde{d}_{12}^T P \dot{d}_{12}, \\ &\leq -\eta \|\tilde{d}_{12}\|^2 + 2\|\tilde{d}_{12}\| \|P\| \epsilon \end{aligned} \quad (\text{B-196})$$

where the η is the smallest eigenvalue of the matrix W . It can be concluded that the estimation error \tilde{d}_{12} is bounded.

B.0.0.2 Stability analysis

Define the following observer based integral sliding mode surface functions,

$$\sigma_1 = c_1 x_1 + c_3 \int_0^t x_1 d\tau + \omega x_2 + a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3, \quad (\text{B-197})$$

$$\sigma_2 = c_2 x_2 + c_4 \int_0^t x_2 d\tau - \omega x_1 + a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4, \quad (\text{B-198})$$

where c_1, c_2, c_3 and c_4 are the positive coefficients selected such that the polynomials

$$s_1^2 + c_1 s_1 + c_3, \quad (\text{B-199})$$

$$s_2^2 + c_2 s_2 + c_4, \quad (\text{B-200})$$

are Hurwitz stable.

Next, based on the integral sliding mode surface functions (B-197) and (B-198), the stability condition for system (B-181) and (B-182) in the following theorem is established.

Theorem B.4 Consider the sliding mode surface functions (B-197) and (B-198). If there exist the positive coefficients c_1, c_2, c_3 and c_4 such that the polynomials (B-199) and (B-200) are Hurwitz stable, then the trajectories of the closed-loop system (B-181) and (B-182) are bounded.

Proof. The sliding mode surface can be represented as,

$$\sigma_1 = c_1 x_1 + c_3 \int_0^t x_1 d\tau + \omega x_2 - a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3 = 0, \quad (\text{B-201})$$

$$\sigma_2 = c_2 x_2 + c_4 \int_0^t x_2 d\tau - \omega x_1 - a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4 = 0. \quad (\text{B-202})$$

Then, put (B-181) and (B-182) into the (B-201) and (B-202),

$$\dot{x}_1 + c_1 x_1 + c_3 \int_0^t x_1 d\tau - a_1 \tilde{d}_1 = 0, \quad (\text{B-203})$$

$$\dot{x}_2 + c_2 x_2 + c_4 \int_0^t x_2 d\tau - a_1 \tilde{d}_2 = 0, \quad (\text{B-204})$$

or equivalently

$$\ddot{x}_1 + c_1 \dot{x}_1 + c_3 x_1 - a_1 \tilde{d}_1 = 0, \quad (\text{B-205})$$

$$\ddot{x}_2 + c_2 \dot{x}_2 + c_4 x_2 - a_1 \tilde{d}_2 = 0. \quad (\text{B-206})$$

Define the new state variable $z_1 = x_1$, $z_2 = \dot{x}_1$, $z_3 = x_2$ and $z_4 = \dot{x}_2$. The (B-205) and (B-206) can be rewritten as,

$$\dot{z} = A'z + B'\tilde{d}_{12}, \quad (\text{B-207})$$

where $z = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T$, $\tilde{d}_{12} = [d_1, d_2]^T$ and

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -c_3 & -c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -c_4 & -c_2 \end{pmatrix}, B' = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ a_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & a_1 \end{pmatrix}.$$

Based on the (B-199) and (B-200), it can be observed that the matrix A' is Hurwitz matrix.

Solving (B-207), it can be obtained,

$$z = e^{A't} z(0) + \int_0^t e^{A'(t-\tau)} B' \tilde{d}_{12} d\tau, \quad (\text{B-208})$$

where the $z(0)$ is the initial value of the z . Further more,

$$\begin{aligned} \|z\| &= \|e^{A't} z(0)\| + \int_0^t \|e^{A'(t-\tau)} B' \tilde{d}_{12}\| d\tau \\ &= \|e^{A't}\| \|z(0)\| + \int_0^t \|e^{A'(t-\tau)}\| \|B'\| \|\tilde{d}_{12}\| d\tau. \end{aligned} \quad (\text{B-209})$$

Since the polynomials (B-199) and (B-200) are Hurwitz stable, it gets

$$\|e^{A't}\| \leq \kappa e^{-\beta t}, \quad (\text{B-210})$$

where κ and β are positive constants.

Using (B-210), (B-209) becomes,

$$\|z\| \leq \kappa e^{-\beta t} \|z(t_0)\| + \epsilon \int_0^t \kappa e^{-\beta(t-\tau)} \|B'\| d\tau$$

$$= \kappa e^{-\beta t} \|z(t_0)\| + \frac{\kappa \epsilon}{\beta} (e^{-\beta t} - 1) \|B'\|. \quad (\text{B-211})$$

It can be concluded that the $\|z\| \leq \vartheta, \forall t > 0$, where $\vartheta > 0$ determined by the κ, ϵ, β and matrix norm $\|B'\|$. The proof is completed.

B.0.0.3 Sliding mode control design

In this subsection, the sliding mode controller will be synthesized which can guarantee the reachability of the state trajectories of system (B-181)-(B-184). The following theorem guaranteed the reachability condition of sliding motion is presented.

Theorem B.5 Suppose that there exist positive coefficients c_1, c_2, c_3 and c_4 so that Theorem 1 holds, then, the state trajectories of the system (B-181)-(B-184) will be globally driven onto the sliding mode surfaces (B-197) and (B-198) in finite time. The sliding mode controller is designed as

$$u_1 = u_{1b} + u_{1c}, \quad (\text{B-212})$$

$$u_2 = u_{2b} + u_{2c}, \quad (\text{B-213})$$

where u_{1b} and u_{2b} denote continuous control input part and u_{1c} and u_{2c} denote the discontinuous control input part. Two parts are designed, respectively, as

$$u_{1b} = \frac{1}{a_1 a_2} [a_1 a_2 x_1 - a_1 \omega x_4 - c_1 (\omega x_2 + a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3) - \omega (-\omega x_1 + a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4) - k_1 \sigma_1 - c_3 x_1], \quad (\text{B-214})$$

$$u_{2b} = \frac{1}{a_1 a_2} [a_1 a_2 x_2 + a_1 \omega x_3 - c_2 (-\omega x_1 + a_1 \hat{d}_2 + a_1 x_4) - \omega (\omega x_2 + a_1 \hat{d}_1 + a_1 x_3) - k_2 \sigma_2 - c_4 x_2], \quad (\text{B-215})$$

$$u_{1c} = -k_3 \text{sign}(\sigma_1), \quad (\text{B-216})$$

$$u_{2c} = -k_4 \text{sign}(\sigma_2), \quad (\text{B-217})$$

where k_1, k_2, k_3 and k_4 are the positive constants to be designed and $\text{sign}(\cdot)$ is the sign function.

Proof. From the (B-197) and (B-198), the dynamics of the sliding mode surface functions can be obtained as,

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_1 &= c_1 \dot{x}_1 + c_3 x_1 + \omega \dot{x}_2 + a_1 \dot{\hat{d}}_1 + a_1 \dot{x}_3, \\ &= c_1 (\omega x_2 + a_1 x_3 + a_1 \hat{d}_1) + c_3 x_1 + \omega (-\omega x_1 + a_1 x_4 + a_1 \hat{d}_2) \\ &\quad + a_1 \dot{\hat{d}}_1 + a_1 (-a_2 x_1 + \omega x_4 + a_2 u_1 + \hat{d}_3), \end{aligned} \quad (\text{B-218})$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\sigma}_2 &= c_2\dot{x}_2 + c_4x_2 - \omega\dot{x}_1 + a_1\dot{d}_2 + a_1\dot{x}_4 \\
 &= c_2(-\omega x_1 + a_1x_4 + a_1d_2) + c_4x_2 - \omega(\omega x_2 + a_1x_3 + a_1d_1) \\
 &\quad + a_1\dot{d}_2 + a_1(-a_2x_2 - \omega x_3 + a_2u_2 + d_4).
 \end{aligned} \tag{B-219}$$

Consider a Lyapunov function as,

$$V_{ss} = \frac{1}{2}\sigma_1^2 + \frac{1}{2}\sigma_2^2. \tag{B-220}$$

Using (B-218) and (B-219), the time-derivative of the (B-220) can be written as,

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{ss} &= \sigma_1\dot{\sigma}_1 + \sigma_2\dot{\sigma}_2 \\
 &= \sigma_1 [c_1(\omega x_2 + a_1x_3 + a_1d_1) + \omega(-\omega x_1 + a_1x_4 + a_1d_2) \\
 &\quad + c_3x_1 + a_1\dot{d}_1 + a_1(-a_2x_1 + \omega x_4 + a_2u_1 + d_3)] \\
 &\quad + \sigma_2 [c_2(-\omega x_1 + a_1x_4 + a_1d_2) - \omega(\omega x_2 + a_1x_3 + a_1d_1) \\
 &\quad + c_4x_2 + a_1\dot{d}_2 + a_1(-a_2x_2 - \omega x_3 + a_2u_2 + d_4)].
 \end{aligned} \tag{B-221}$$

Then take the controllers (B-212) and (B-213) into the (B-221),

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{ss} &= \sigma_1(c_1a_1\tilde{d}_1 + \omega a_1\tilde{d}_2 + a_1\dot{d}_1 + a_1d_3 - k_1\sigma_1 - k_3\text{sign}(\sigma_1)) \\
 &\quad + \sigma_2(c_2a_1\tilde{d}_2 - \omega a_1\tilde{d}_1 + a_1\dot{d}_2 + a_1d_4 - k_2\sigma_2 - k_4\text{sign}(\sigma_2)).
 \end{aligned} \tag{B-222}$$

Putting (B-189) and (B-191) in (B-222), it becomes,

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{ss} &= \sigma_1(c_1a_1\tilde{d}_1 + \omega a_1\tilde{d}_2 + \lambda_1\tilde{d}_1 + a_1d_3 - k_1\sigma_1 - k_3\text{sign}(\sigma_1)) \\
 &\quad + \sigma_2(c_2a_1\tilde{d}_2 - \omega a_1\tilde{d}_1 + \lambda_2\tilde{d}_2 + a_1d_4 - k_2\sigma_2 - k_4\text{sign}(\sigma_2)) \\
 &\leq -k_1\sigma_1^2 + \sigma_1[(c_1a_1 + \lambda_1)\varepsilon_1 + a_1\varepsilon_3 + \omega a_1\varepsilon_2] - k_3 |\sigma_1| \\
 &\quad - k_2\sigma_2^2 + \sigma_2[(c_2a_1 + \lambda_2)\varepsilon_2 + a_1\varepsilon_4 - \omega a_1\varepsilon_1] - k_4 |\sigma_2|,
 \end{aligned} \tag{B-223}$$

where the positive constants ε_3 and ε_4 are the bounds of the disturbances of d_3 and d_4 . One can select the $k_3 > (c_1a_1 + \lambda_1)\varepsilon_1 + a_1\varepsilon_3 + \omega a_1\varepsilon_2$ and $k_4 > (c_2a_1 + \lambda_2)\varepsilon_2 + a_1\varepsilon_4 - \omega a_1\varepsilon_1$. Then the time derivative of the Lapunov function (B-223) is less than zero, that is, the state trajectories of the system (B-181) and (B-182) can be forced onto the predefined sliding mode surface in finite time.

Simulation and experimental results for the proposed controllers can be found in Chapter 6, pages 92-96.

In this part, an OBIS control strategy in the synchronously rotating dq reference

frame has been proposed for the three-phase dc/ac inverter with parametric uncertainties and external disturbances to achieve a higher quality output voltage with robustness and low harmonic. The dynamics of the inverter are reformulated to help design the proposed control strategy. A DO was utilized to estimate parametric uncertainties and external disturbances. Then, a sliding mode controller has been constructed by the estimations of the parametric uncertainties and external disturbances. Instead of the traditional sliding surface, the voltage tracking error, its integral and the estimations have been considered as the sliding mode variable in the controller. Using the proposed OBIS, the UPS system has obtained the better output voltage than cascaded PI control and finite control set model predictive control method, which have demonstrated through simulation and experiment.

攻读博士学位期间发表的论文及其他成果

(一) 发表的学术论文

- [1] Y. Yin, J. Liu, A. Marquez, X. Lin, Jose I. Leon, S. Vazquez, L. G. Franquelo and L. Wu, Advanced control strategies for DC-DC buck converters with parametric uncertainties via experimental evaluation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2020, 67(12): 5257-5267. (SCI 已发表, 本文第二章)
- [2] Y. Yin, J. Liu, W. Luo, L. Wu, S. Vazquez, J. I. Leon and L. G. Franquelo, Adaptive control for three-phase power converters with disturbance rejection performance. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, DOI:10.1109/TSMC.2018. 2876322. (SCI 已录用, 本文第三章)
- [3] Y. Yin, J. Liu, J. A. Sanchez, L. Wu, S. Vazquez, J. I. Leon and L. G. Franquelo, Observer-based adaptive sliding mode control of NPC converters: an RBF neural network approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 34(4): 3831-3841. (SCI 已发表, 本文第四章)
- [4] Y. Yin, S. Vazquez, A. Marquez, J. Liu, J. I. Leon, L. Wu and L. G. Franquelo, Observer-Based Sliding Mode Control for Grid-Connected Power Converters under Unbalanced Grid Conditions, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI:10.1109/TIE.2021.3050387. (SCI 已录用, 本文第五章)
- [5] J. Liu, Y. Yin, W. Luo, S. Vazquez, L. G. Franquelo and L. Wu, Sliding mode control of a three-phase AC/DC voltage source converter under unknown load conditions: industry applications. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, 48(10): 1771-1780. (SCI 已发表)
- [6] Y. Yin, J. Liu, Q. Zeng and L. Wu, A comparison study of different control strategies for grid-connected three phase two-level power converters. *Asian Journal of Control*, 2019, 21(4): 2049-2059. (SCI 已发表)
- [7] Y. Yin, L. Wu, S. Vazquez, Q. Zeng, J. Liu and L. G. Franquelo. Adaptive sliding mode observer design for three-phase grid voltage parameters under unbalanced faults. *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 14-17 Oct., pp. 3845-3850. (EI 已发表)
- [8] Y. Yin, H. Lin, S. Wang, J. Liu, S. Vazquez, Q. Zeng, L. G. Franquelo and L. Wu.

- Backstepping control of a DC-DC boost converters under unknown disturbances. IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, DC, USA, 21-23 Oct., pp. 1055-1060. (EI 已发表)
- [9] Y. Yin, J. Liu, S. Vazquez, L. Wu and L. G. Franquelo. Disturbance observer based second order sliding mode control for DC-DC buck converters. IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 29 Oct.-1 Nov., pp. 7117-7122. (EI 已发表)
- [10] Y. Yin, W. Luo, J. Liu, S. Vazquez, L. Wu and L. G. Franquelo. Sliding mode control of three-phase power converters with disturbance attenuation performance. 2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Cadiz, Spain, 4-6 April, pp. 1-6. (EI 已发表)
1. During 14-17 Oct. 2019, I attended the international conference IECON 2019 and presented the research paper “Adaptive sliding mode observer design for three-phase grid voltage parameters under unbalanced faults” .
 2. During 21-23 Oct.2018, I attended the international conference IECON 2018 and presented the research paper “Backstepping control of a DC-DC boost converters under unknown disturbances” .
 3. During 29 Oct.-1 Nov. 2017, I attended the international conference IECON 2017 and presented the research paper “Disturbance observer based second order sliding mode control for DC-DC buck converters” .
 4. During 4-6 April 2017, I attended the international conference CPE-POWERENG 2017 and presented the research paper “Sliding mode control of three-phase power converters with disturbance attenuation performance” .

(二) 英文专著

- [1] J. Liu, Y. Gao, Y. Yin, W. Luo, J. Wang, G. Sun, Sliding Mode Control Methodology in the Applications of Industrial Power Systems. Springer International Publishing, SSDC, Volume 249, DOI:10.1016/B978-0-12-816946-9.00001-3

(三) 申请及已获得的专利

- [1] 吴立刚, 刘健行, 郭婷婷, 高亚斌, 殷允飞, 罗文晟, 张岩, 基于扩张状态观测器的三相并网整流器预测直接功率控制方法, 专利号: ZL 2015 1 1023581.1.

(四) 参与的科研项目及获奖情况

- [1] 刘健行、高亚斌、罗文晟、殷允飞、吴立刚. 非线性不确定系统基于状态估计

的控制理论与方法, 黑龙江省自然科学一等奖, 2019.

致 谢

论文完成之际，首先感谢导师曾庆双教授和吴立刚教授对本人尽心尽力的指导。导师渊博的学识、淡泊名利的师风、包容的胸襟和平易近人的品格使我终身受益匪浅。在博士阶段的学习和生活中，曾老师和吴老师给予了我很多的指导与帮助，让我不断的进步与成长。遇到困难时，曾老师不厌其烦地鼓励和支持催我奋进，使我能够不断地战胜困难，砥砺前行。吴老师不仅给我提供了舒适的科研环境，结合我之前的研究方向还给我制定了一个长远的研究计划，电力电子变换器的控制策略研究，进一步拓展了我的研究课题。博士阶段的成长离不开两位老师的支持和帮助，博士生涯即将结束记忆里总能闪现两位老师循循善诱和无私关怀的动人情景。

感谢西班牙塞维利亚大学导师 Leopoldo G. Franquelo 教授和 Sergio Vazquez 教授对本人在西班牙学习、科研和生活方面的帮助，使我能够迅速融入实验室，很快适应了当地生活。Leopoldo G. Franquelo 和 Sergio Vazquez 老师的谆谆教导和悉心关怀始终伴我不断前行。每当我在基础理论方面和实验过程中遇到困难时，两位老师总能帮我细心地分析问题，找到解决问题的突破口。每次和两位老师交流后，我总能学到很多有用的知识，受益匪浅、茅塞顿开。

感谢刘健行教授在科研和生活方面中对我的支持和帮助。在科研方面，刘老师经常和我讨论一些论文和实验中存在的问题，并给我提出一些宝贵意见。生活方面刘老师也经常给我一些帮助。感谢哈工大和西班牙塞维利亚大学电力电子课题组的师兄师姐师弟师妹的陪伴，让我的生活不论是在中国还是在西班牙都多姿多彩。感谢博士生涯中，遇到的各位好朋友，和你们每次的侃侃而谈让我博士生涯不在孤单。

感谢父亲、母亲、哥哥和两位姐姐，在我二十多年漫长求学道路上无条件的支持。最后感谢女友十几年来的陪伴，我们一起成长，共同进步，遇到困难一起解决，这些都是我顺利完成学业的保障。

个人简历

1989年05月03日出生于山东济宁。

2011年09月考入中国石油大学胜利学院电气工程及其自动化专业，2013年07月本科毕业并获得工学学士学位。

2013年09月——2016年07月在渤海大学工学院控制理论与控制工程学科学习并获得工学硕士学位。

2016年09月——202X年XX月在哈尔滨工业大学航天学院控制科学与工程学科学习并获得工学博士学位。

2016年09月——202X年XX月在西班牙塞维利亚大学工程学院电气工程学科学习并获得工学博士学位。

获奖情况：2019年获得博士研究生国家奖学金。