

博士学位论文

功率变换器的先进控制策略研究

**ADVANCED CONTROL STRATEGIES
APPLIED TO POWER CONVERTERS**

罗文晟

哈尔滨工业大学

2019年9月

国内图书分类号：TP273
国际图书分类号：681.5

学校代码：10213
密级：公开

工学博士学位论文

功率变换器的先进控制策略研究

博士研究生：罗文晟

导 师：吴立刚教授

副 导 师：刘健行副教授

联合导师：Leopoldo G. Franquelo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：2019年9月

授予学位单位：哈尔滨工业大学

Classified Index: TP273

U.D.C: 681.5

Dissertation for the Doctoral Degree in Engineering

ADVANCED CONTROL STRATEGIES APPLIED TO POWER CONVERTERS

Candidate:	Wensheng Luo
Supervisor:	Prof. Ligang Wu
Associate Supervisor:	Assoc. Prof. Jianxing Liu
Co-Supervisor:	Prof. Leopoldo G. Franquelo
Academic Degree Applied for:	Doctor of Engineering
Specialty:	Control Science and Engineering
Affiliation:	School of Astronautics
Date of Defence:	September, 2019
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘要

基于可控开关的有源前端功率变换器是现代电力系统中不可或缺的重要装置，它作为智能接口，连接公用电网、可再生能源（包括风力发电系统和光伏发电系统）、电能存储系统、电机驱动装置，以及微电网。不仅如此，有源前端功率变换器还可作为有源电能滤波器，抵消原来存在于公用电网中的谐波电流从而向用户提供更为优质清洁的电能。有源前端功率变换器具备电能双向流动、保证高质量电网电流、功率因数可调和直流链路电压方便调节等显著优点。它的主要控制任务为调节直流链路电压至参考值，以及向电网/负载提供所需要的有功/无功功率。影响功率变换器控制性能的两个主要因素为：（1）直流链路的负载扰动；（2）系统参数的不确定性。一方面，连接到直流链路的未知时变负载扰动会引起直流链路电压波动。这个负载的值是不可预测的而且会在大范围内变化，负载的量级和控制器的鲁棒性将决定该直流电压能否恢复到参考值。为了降低负载对系统的影响，一种有效的方法是采用干扰观测器，对负载进行估计，然后利用估计到的负载信息来减弱负载给系统带来的不良影响。另一方面，系统参数的不确定性会导致系统数学模型和实际系统存在偏差，根据数学模型设计的控制器将不能达到理想性能。针对这两个问题，本论文研究了有源前端功率变换器的先进控制策略。一方面，为了降低直流负载干扰的影响，提出了基于干扰观测器的控制策略，即干扰观测器对外界干扰进行实时估计，然后将干扰估计值补偿到控制器中。另一方面，为了提高对系统不确定性的鲁棒性和适应性，采用了滑模控制、自适应控制和 H_∞ 鲁棒控制等先进的控制方法。本文所涉及的变换器类型包括三相两电平变换器和三相三电平中性点钳位变换器。论文的主要工作内容如下：

首先，为了比较不同种类干扰观测器对于系统直流链路负载干扰的抑制作用，针对两电平功率变换器，在第二章设计了四种不同的干扰观测器，包括线性观测器、滑模观测器、线性扩展观测器和非线性扩展观测器。结果表明，滑模观测器、线性观测器和线性扩展状态器均有良好的干扰估计性能。

接下来，在第二章工作的基础上，设计了性能更好的改进型线性干扰观测器，此干扰观测器有两个观测器参数来调节其行为，其中一个用于提升系统的暂态响应而不影响系统的稳态性能，另一个则用于保持系统的稳态性能。将此观测器与PI控制器共同构成电压调节环，使得电压调节环是一个纯线性系统，可以使用经典控制理论的分析方法对系统进行分析，便于在实际工程中应用。为了验证此控制策略的有效性，在一台实际应用的5 kW的联网变换器进行了系列负载实验。

为了进一步提高电压调节环的控制性能，第四章设计了改进型滑模观测器，与改进型线性干扰观测器相比，非线性的改进型滑模观测器具有更快的收敛速度和对系统不确定性的鲁棒性能。同时采用超螺旋滑模控制器作为电压调节环控制器，更加提升系统的快速性和鲁棒性。通过Lyapunov方法获得了直流电压收敛条件，并且通过仿真和实际并网变换器实验验证了此控制策略的优越性。

为了降低参数不确定性给系统带来的影响，第五章在超螺旋滑模控制器中增加自适应律，使得控制参数可以随着不确定参数的变化而不断调整，在此自适应超螺旋算法的作用下，外界干扰时间导数的上限值不需要预先知晓。不仅如此，在电压调节环利用 H_∞ 控制技术抑制干扰估计误差对被控直流电压的影响。通过Lyapunov方法获得了直流电压和电网电流的收敛条件。

最后，为了拓展研究对象和控制模式，针对三电平中性点钳位功率变换器，分别在电压定向控制和直接功率控制两种模式下设计了控制策略。首先在电压定向控制模式下研究了线性扩展状态观测器对于系统控制性能的提升作用。之后结合线性扩展状态观测器、 H_∞ 控制、超螺旋滑模控制和自适应控制设计了直接功率控制策略，获得了直流电压、瞬时有功/无功功率以及电容电压压差的收敛条件，同时由于采用了谐振自适应律，电容电压平衡环的三次谐波干扰被消除。

关键词： 有源前端功率变换器；干扰观测器；超螺旋滑模控制；自适应控制； H_∞ 鲁棒控制

Abstract

Active-front-end power converters based on controllable power switches are indispensable key devices in modern power systems. They serve as intelligent interfaces between utility grid, renewable resources (including wind turbine systems and photo-voltaic systems), energy storage systems, motor drives, and micro-grids. Furthermore, they also can serve as active power filters, which cancel out the current harmonics in the utility grid and consequently provide high-quality and green power to customers. These converters have desirable advantages such as bidirectional power flow, high-quality grid currents, adjustable power index and controllable dc-link voltage. The main control tasks of the power converters are to regulate the dc-link voltage to desired value and to provide active/reactive power to grid/load. The two major factors affecting the control performance of power converter are: (1) load disturbance at the dc-link; (2) parametric uncertainties of the converter system. On one hand, the unknown time-varying load disturbance connected to the dc-link can cause the fluctuation of dc-link voltage. The load value is unpredictable and can vary in a broad range. The magnitude of the load and the robustness of the controller will determine whether the dc-link voltage can be restored to the reference value. To reduce the load's negative influence to the system, one effective way is to employ disturbance observer, which estimates the load value and feeds the load information to the system controller. On the other hand, the system parametric uncertainties cause the difference between the system model and the real plant, therefore the controller designed based on the model can not achieve desirable performance. To solve these two problems, this thesis investigate the advanced control strategies applied to grid-connected power converters. On one hand, to reduce the influence caused by the dc-link load disturbance, the disturbance-observer-based control strategies have been proposed, i.e., the disturbance observer estimates the value of external disturbance in real-time and feed the estimated value to the controller. On the other hand, to improve the robustness and adaptiveness to the system uncertainties, advanced control methods have been employed, including sliding mode control, adaptive control, fuzzy control and H_∞ robust control. The main research work conducted in this thesis includes:

Firstly, to compare the rejecting performance of different types of disturbance observers against the dc-link load disturbance, four types of disturbance observer are de-

signed for two-level power converter in Chapter 2, which are linear observer, sliding mode observer, linear extended state observer and nonlinear extended state observer. The results reveal that the sliding mode observer, linear observer and linear extended state observer achieve good disturbance estimation.

Next, based on Chapter 2, an improved linear disturbance observer is designed, which has two parameters to adjust its performance, one is to improve the transient response meanwhile not influence the steady-state performance, the other is to maintain the steady-state performance. This observer and PI controller make up the voltage regulation loop, making it a pure linear system, which can be analyzed with classical control theories and is convenient for practical use. To verify the effectiveness of this strategy, series of experiments have been conducted on a real-application grid-connected 5 kW power converter.

To further improve the performance of voltage regulation loop, an improved sliding mode observer is designed in Chapter 4. Comparing with the previous improved linear disturbance observer, this nonlinear sliding mode observer obtains faster convergence and stronger robustness against system uncertainty. In the meantime, super-twisting sliding mode controller is adopted in the voltage loop, which enhance the converging speed and robustness. The convergence condition of dc-link voltage is obtained via Lyapunov method, and the advantage of this strategy is verified via simulation and experiments on real-application grid-connected power converter.

To reduce the impact of parametric uncertainty, in Chapter 5, adaptive law is added to the super-twisting sliding mode controller, which adjust the control parameters along with system parameter variation. With this adaptive law, the upper bound derivative of external disturbance need not to be known a priori. Moreover, H_∞ control is adopted in the voltage loop to attenuate the influence from disturbance estimation error to the controlled dc-link voltage. The convergence conditions of dc-link voltage and grid current are obtained via Lyapunov method.

Last but not the least, to expand the control target and control mode, three-level neutral-point-clamped power converter is investigated under the voltage oriented control and direct power control, respectively. Firstly, the performance improvement of using linear extended state observer is studied under voltage oriented control mode. Then the direct power control strategy is designed with linear extended state observer, H_∞ control, super-twisting sliding mode control and adaptive control. The convergence conditions of

dc-link voltage, instantaneous active/reactive power and capacitor voltage difference are obtained. Due to the resonant adaptive law, the third harmonic disturbance in capacitor voltage balance loop is eliminated.

Keywords: active-front-end power converter, disturbance observer, super-twisting sliding mode control, adaptive control, H_∞ robust control

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 课题研究现状.....	4
1.2.1 功率变换器控制结构	4
1.2.2 线性控制器.....	6
1.2.3 非线性控制器	7
1.2.4 基于干扰观测器的控制	17
1.3 尚待解决的问题以及有待提升的方法	20
1.4 本论文的主要研究内容	21
第 2 章 基于干扰观测器的超螺旋滑模控制	24
2.1 引言.....	24
2.2 数学模型及控制目标.....	24
2.2.1 数学模型	24
2.2.2 控制目标	26
2.3 控制策略	27
2.3.1 电压调节环.....	28
2.3.2 干扰观测器.....	29
2.3.3 电流跟踪环.....	31
2.4 仿真验证	32
2.4.1 无观测器滑模控制.....	32
2.4.2 带观测器滑模控制.....	33
2.5 本章小结	35
第 3 章 基于改进型线性干扰观测器的直流电压调节	38
3.1 引言.....	38
3.2 控制策略	39
3.2.1 电压调节环.....	39
3.2.2 线性干扰观测器	39

3.2.3 电流跟踪环.....	40
3.3 电压调节环性能分析.....	41
3.4 实验验证	43
3.4.1 实验硬件及参数设置	43
3.4.2 实验结果分析	44
3.5 本章小结	50
第 4 章 基于改进型滑模干扰观测器的直流电压调节	53
4.1 引言	53
4.2 控制策略	53
4.2.1 电压调节环.....	54
4.2.2 滑模干扰观测器	54
4.2.3 电压调节环稳定性分析	55
4.2.4 电流跟踪环	58
4.3 仿真验证	58
4.4 实验验证	61
4.4.1 实验硬件及参数设置	61
4.4.2 实验结果分析	61
4.5 本章小结	66
第 5 章 基于自适应超螺旋滑模算法的H_∞控制	68
5.1 引言	68
5.2 控制策略	70
5.2.1 电压调节环	70
5.2.2 电流跟踪环	73
5.2.3 闭环系统稳定性分析	74
5.3 仿真验证	78
5.4 本章小结	82
第 6 章 三电平中性点钳位功率变换器的控制策略	83
6.1 引言	83
6.2 数学模型及控制目标.....	87
6.2.1 数学模型	87
6.2.2 控制目标	90

6.3 电压定向控制.....	90
6.3.1 电压调节环.....	90
6.3.2 电流跟踪环.....	92
6.3.3 电容平衡环.....	92
6.3.4 仿真验证.....	93
6.4 直接功率控制.....	98
6.4.1 电压调节环.....	98
6.4.2 功率跟踪环.....	100
6.4.3 电容电压平衡环.....	105
6.5 仿真验证.....	108
6.6 本章小结.....	113
结 论.....	114
参考文献.....	117
附录 A 控制软件设计.....	129
A.1 功率变换器控制系统.....	129
A.2 上位机人机交互软件设计.....	130
A.3 DSP控制软件设计.....	131
附录 B Resumen en Español（西班牙语摘要）.....	135
附录 C Conclusiones en Español（西班牙语结论）.....	138
攻读博士学位期间发表的论文及其他成果.....	142
哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限.....	144
致 谢.....	145
个人简历.....	147

Contents

Abstract (In Chinese)	I
Abstract (In English)	III
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Background and Significance	1
1.2 Current Research in the Considered Direction	4
1.2.1 Control Structures of Power Converters	4
1.2.2 Linear Controller	6
1.2.3 Nonlinear Controller	7
1.2.4 Disturbance Observer Based Control	17
1.3 Room and Open Problems for Improvement	20
1.4 Main Contents of the Thesis	21
Chapter 2 ST-SMC Control with Disturbance Observers	24
2.1 Introduction	24
2.2 Mathematical Model and Control Objectives	24
2.2.1 Converter Model	24
2.2.2 Control Objectives	26
2.3 Control Scheme	27
2.3.1 Voltage Regulation Loop	28
2.3.2 Disturbance Observer	29
2.3.3 Current Tracking Loop	31
2.4 Simulation Verification	32
2.4.1 Super-Twisting SMC without Observer	32
2.4.2 Super-Twisting SMC with Observers	33
2.5 Chapter Summary	35
Chapter 3 DC Voltage Regulation Based on Improved Linear Disturbance Observer	38
3.1 Introduction	38
3.2 Control Scheme	39
3.2.1 Voltage Regulation Loop	39

3.2.2 Linear Disturbance Observer (LDO)	39
3.2.3 Current Tracking Loop	40
3.3 Voltage Loop Performance Analysis	41
3.4 Experiment Verification	43
3.4.1 Experiment Setup and Control Parameters	43
3.4.2 Experiment Result Analysis	44
3.5 Chapter Summary	50
Chapter 4 DC Voltage Regulation Based on Improved Sliding Mode Distur-	
 bance Observer	53
4.1 Introduction	53
4.2 Control Scheme	53
4.2.1 Voltage Regulation Loop	54
4.2.2 Second-Order Sliding Mode Disturbance Observer	54
4.2.3 Voltage Regulation Loop Stability Analysis	55
4.2.4 Current Tracking Loop	58
4.3 Simulation Verification	58
4.4 Experiment Verification	61
4.4.1 Experiment Setup and Control Parameters	61
4.4.2 Experiment Result Analysis	61
4.5 Chapter Summary	66
Chapter 5 Adaptive ST-SMC Based H_∞ Control	68
5.1 Introduction	68
5.2 Control Design	70
5.2.1 Voltage Regulation Loop	70
5.2.2 Current Control Loop	73
5.2.3 Stability Analysis of the Closed-Loop System	74
5.3 Simulation Verification	78
5.4 Chapter Summary	82
Chapter 6 Control Strategies of Neutral-Point-Clamped Power Converters	83
6.1 Introduction	83
6.2 Mathematical Model and Control Objectives	87
6.2.1 Converter Model	87
6.2.2 Control Objectives	90

Contents

6.3 Voltage Oriented Control	90
6.3.1 Voltage Regulation Loop	90
6.3.2 Current Tracking Loop.....	92
6.3.3 Capacitor Voltage Balance.....	92
6.3.4 Simulation Verification.....	93
6.4 Direct Power Control.....	98
6.4.1 Voltage Regulation Loop	98
6.4.2 Power Tracking Loop	100
6.4.3 Capacitor Voltage Balancing Loop	105
6.5 Simulation Verification.....	108
6.6 Chapter Summary	113
Conclusions	114
References.....	117
Appendix A Control Software Design	129
A.1 Control system of power converter	129
A.2 Human-Machine-Interface Software Design of Host Computer	130
A.3 DSP Control Software Design	131
Appendix B Resumen en Español	135
Appendix C Conclusiones en Español.....	138
Papers published in the period of PH.D. education	142
Statement of copyright and Letter of authorization.....	144
Acknowledgements.....	145
Resume	147

第1章 绪论

1.1 课题研究背景及意义

电力系统是国民经济和社会发展最重要的基础设施，实现能源的转换、输送和配给。由于化石能源不可再生以及全球气候环境恶化，现代电力系统正在向可持续发展和智能化转型。一方面，为了实现可持续发展，需要大规模开发清洁的可再生能源，例如风能和太阳能，同时考虑到这类能源的间歇性，需要配备相应的储能装置。因此可再生能源的并网以及储能装置的能量转换是电力系统向可持续发展转型的主要任务。另一方面，为了实现电力系统的智能化，需要采取相应的控制措施，使电能能够智能化按需流动，进而提高能源利用率、优化电能质量和提高系统可靠性。因此电能双向流动是电力系统智能化的根本特征和基础任务。上述这些任务的实现都依赖于电力电子技术的发展^[1]。

电力电子技术是指应用于电力领域的电子技术，涉及电力、电子和控制等三大领域的研究内容，主要实现电能变换。常见的电能变换方式有交流变直流、直流变交流、交流变交流、直流变直流等，变换电能的目的是使人们能够更方便有效地使用电能。基于电力电子技术的电力电子变换器是现代电力系统中不可或缺的装置。离开电力电子变换器，电力系统的现代化将难以实现。以电力传输为例，为了降低输电线路损耗，多采用直流输电方式，其送电端整流器和受电端逆变器均采用电力电子变换器；不仅如此，高效可靠的柔性交流输电也需要通过电力电子变换器才能够实现^[2]。

近几十年来，电力电子变换器技术在工业领域经历了巨大发展，主要体现在：拓扑结构更加多样、调制电平数量增加、功率开关性能提升，以及控制策略和调制方式更加先进有效。在各类电力电子变换器中，基于可控开关（比如IGBT）的有源前端功率变换器，由于其在工业领域的重要性，受到学者的广泛关注。如图1-1所示，有源前端功率变换器作为智能接口，连接公用电网、可再生能源（包括风力发电系统和光伏发电系统）、电能存储系统、电机驱动装置，以及微电网^[3-7]。不仅如此，有源前端功率变换器还可作为有源电能滤波器，向公用电网提供所需的谐波电流从而抵消原来存在于该电网中的谐波电流^[8]，从而向用户提供更为优质的电能。由于可以实现精确的性能控制，有源前端功率变换器能够保证系统的稳定性、可靠性和安全性。根据不同应用场合，有源前端功率变换器工作于整流器模式、逆变器模式或者背对背模式。

(1) 接口风力发电系统

风力发电是将风能转化为电能的发电方式，是目前最流行的清洁能源利用形式，世界范围的装机量逐年上升。功率变换器是风力发电系统的核心装置，通常由背靠背的整流器和逆变器组成，将间歇时变的风能转换为电压幅值、频率和相位等指标与公用电网一致的电能。随着变换器的调制电平数由两电平向三电平以及更多电平发展，系统的发电容量和输电电压等级也随之提高，进而可以降低输电损耗，提高风能利用率。

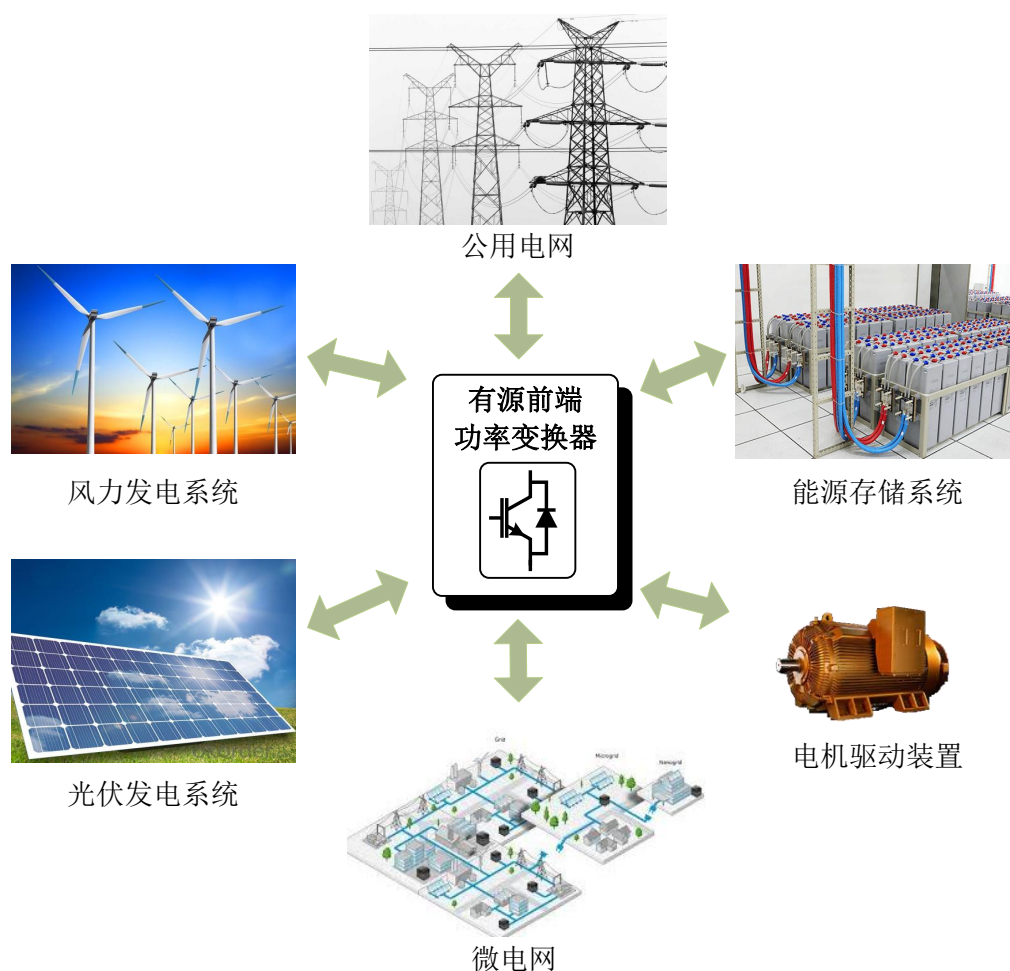


图 1-1 接口各系统的有源前端功率变换器

Fig.1-1 Active-front-end power converters interfacing multiple systems

(2) 接口光伏发电系统

光伏发电是将太阳能转化为电能的发电方式，与风力发电一起共同构成了目前最重要的两种新能源利用形式。光伏发电系统主要由光伏阵列和逆变器组成。太阳能经过光伏阵列转换为直流电，然后通过逆变器变换成交流电送至公共电网。通过对逆变器施加适当的控制方案，光伏发电系统可以实现无功功率补偿、有源

电能滤波和动态电网电压补偿等功能。目前，大型光伏发电系统处于试验推广阶段，在不久的将来会更加通用。

（3）接口能源存储系统

能源存储系统的作用是将电网中多余的电能存储起来，在电网电能不足时向电网输送电能。能源存储系统主要包括电池系统和功率调节系统。电池系统主要实现电池模块的能量管理。在功率调节系统中，采用逆变模式的功率变换器作为电池系统与公用电网的智能接口，进行电池的充放电管理，同时保证能源存储系统的达到并网要求。

（4）接口微电网

微电网是一个小型的发配电系统，主要包括发电装置、能源存储装置、功率变换器，以及相关负载。微电网通过功率变换器与公用电网连接。通过控制功率变换器，微电网可以并入公用电网，进行能量交换，达到能量的平衡与优化；在公用电网故障时，功率变换器使微电网断开与公用电网的连接，使其运行于孤岛模式，保证微电网的内部依然能够正常运行。

综上所述，有源前端功率变换器在电力系统中发挥着巨大的作用，它具有如下突出功能^[9]：（1）实现电能双向流动，即根据公用电网和另一端装置的能量情况，从电网吸收电能或将电能馈回电网；（2）保证高质量电网电流，因为可以通过施加控制，使电网电流波形接近完全正弦；（3）功率因数可调，即可以根据要求，实现单位功率因数，或者提供无功电能；（4）直流链路电压方便调节，因为其参考值可以方便地在控制器中设定和变更。

由于拥有上述功能，有源前端功率变换器具有如下优点：

- 实现单位功率因数。一方面，它可以提供较低谐波畸变的电流，其畸变因数为3%，而传统的无源二极管变换器导致的电流谐波畸变因数为25-30%，因此电能更加洁净；另一方面，被控的电网电流与电网电压同相，因此从电网端看，它是一个纯阻负载。
- 降低能量损耗。因为电能可以在交流电网和直流链路双向交换，所以多余的电能可以被馈回电网以减小损耗。
- 提升电能质量。通过提供有功和/或无功功率补偿，它可以提升接口两端装置的电能质量。
- 降低电力系统成本。它使得电力系统中不再需要功率因数校正系统和谐波滤波器，从而降低成本。

在有源前端应用中，AC/DC功率变换器应用范围最广，下面以AC/DC变换器为例说明功率变换器的工作原理。如图1-2所示，一个完整的功率变换器系统由功

率变换器本体、控制器、调制器和驱动电路组成。控制器接收测量信号，然后根据控制目标产生控制信号，控制信号经调制器转化为数字开关信号，数字开关信号经驱动电路转化为开关信号，使变换器的功率开关按要求通断，从而达到相应的控制目标。

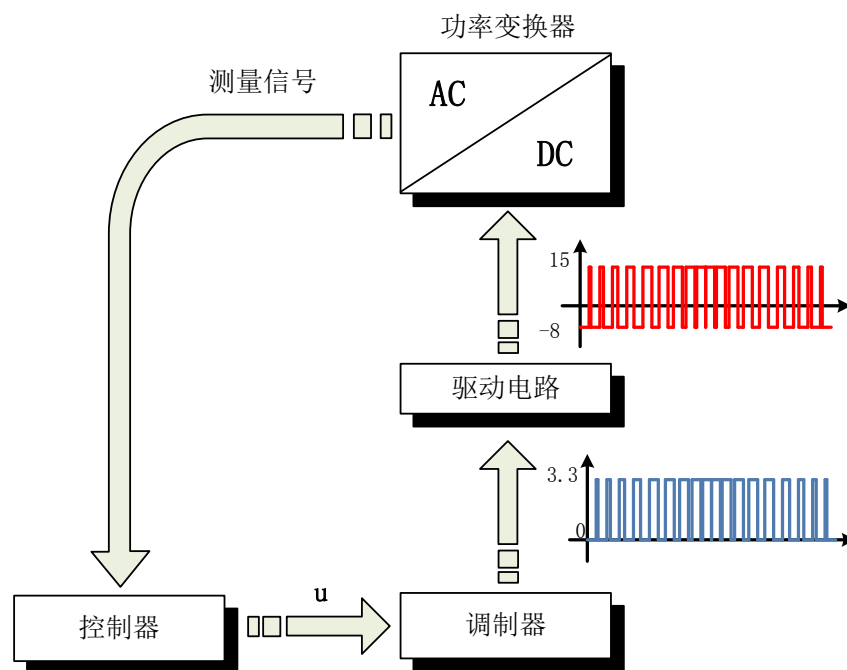


图 1-2 AC/DC功率变换器的工作原理

Fig.1-2 Operating principle of AC/DC power converter

可以看到，为了使功率变换器正常运行并满足性能要求，需要采用有效的控制策略和调制技术。考虑到调制信号的基础是控制信号，因此控制器是功率变换器最核心的部件，控制器的性能直接影响功率变换器的性能。所以，研究先进的功率变换器控制策略，是提升变换器性能的关键。如前文所述，功率变换器是电力系统现代化的基础，在先进控制策略作用下的高性能功率变换器对实现电力系统的高效率、高可靠性和智能化有重大意义。

1.2 课题研究现状

1.2.1 功率变换器控制结构

功率变换器最普遍同时也最重要的两个控制目标为：（1）调节直流链路电压到参考值；（2）产生所要求的有功/无功功率^[10]。为了实现这两个目标，常用的控制结构为两类，即电压定向控制和直接功率控制。

- 电压定向控制。如图1-3所示，电压定向控制采用双环控制结构，即电压调节环（外环）和电流跟踪环（内环）。在电压控制环，电压控制器调节直流链路电压到其参考值，在此过程中产生有功功率的参考值。电流跟踪环根据有功和无功功率的参考值计算得到电流参考值，进而产生开关信号使电网电流跟踪到该参考值。

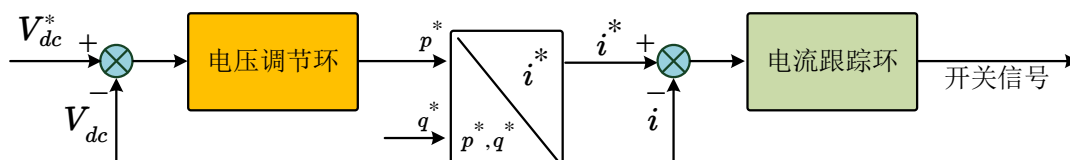


图 1-3 电压定向控制

Fig. 1-3 Voltage oriented control

- 直接功率控制。如图1-4所示，直接功率控制也有两个控制环，一个电压调节环，该环的控制过程与前述电压定向控制的电压调节环一样。不同的是，直接功率控制的内环为功率跟踪环，直接选择合适的矢量实现对有功和无功功率的跟踪。由于不需要将功率转换成电流后再进行控制，系统的动态响应能够加快。

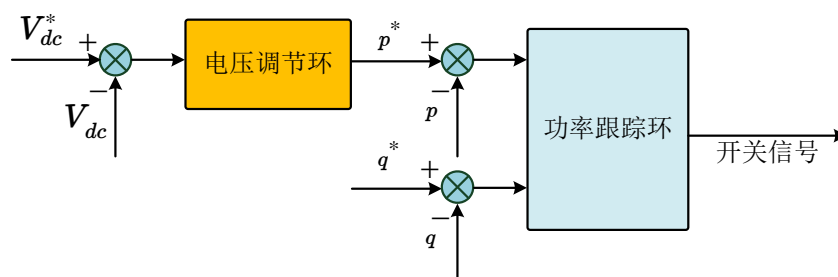


图 1-4 直接功率控制

Fig. 1-4 Direct power control

需要注意的是，采用电压定向控制时，最常用的调制方式是脉宽调制（PWM）技术；而采用直接功率控制时，其控制器已经内含了调制过程^[1]。

除了上述两种最常见的控制结构，近年来也出现了在状态空间模型下对功率变换器进行控制的方式，即不采用内外环的方式先调节直流电压再跟踪电流或功率，而是统一设计控制参数同时控制这些变量，如图1-5所示。

对于图1-3至图1-5中的电压调节环、电流/功率跟踪环及控制器模块，学者提出了不同种类的控制方案，主要分为线性控制器和非线性控制器两大类。

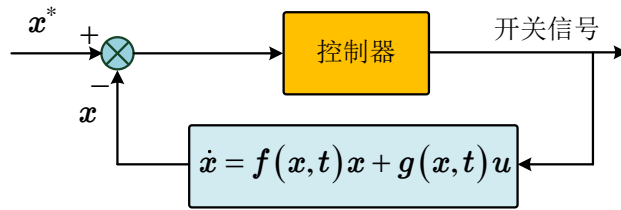


图 1-5 状态空间控制

Fig.1-5 State space control

1.2.2 线性控制器

最经典并且应用最广的控制方案为线性比例-积分-微分（PID）系列的控制器，它自20世纪50年代起就应用在工业领域，具有概念简单、理论成熟、物理意义清晰的优点，并且被认为是工业领域最可靠的控制方案。根据不同的控制要求，可以有不同的组合形式，如纯比例控制、PI控制、PD控制、PID控制等^[11]。需要注意的是，上述这些控制算法多用在 (d, q) 坐标系下，当在 (α, β) 坐标系下进行控制时，多采用它的变化形式，即比例-谐振（PR）控制器。

1.2.2.1 PI控制

由于三相交流变量（电压/电流）在 (d, q) 坐标系下被转换为两相直流变量（常值变量），因此PI控制器在 (d, q) 控制场合应用得最多，因为它是一阶控制器，可以无稳态误差地跟踪常数信号。图1-6为PI控制器的算法结构，误差信号 e_{dq} 到控制信号 u_{dq} 的传递函数为：

$$G_{PI}^{dq}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (1-1)$$

其中 k_p 和 k_i 分别为比例和积分参数。

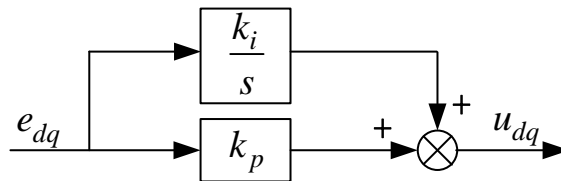


图 1-6 PI控制

Fig.1-6 PI control

1.2.2.2 PR控制

在 (α, β) 坐标系下，三相交流变量被转换为两相交流变量，在此情况下PI控制器不能实现良好跟踪，因此需要采用PR控制器，实现对特定频率信号的跟踪。图1-7为PR控制器的算法结构，误差信号 $e_{\alpha\beta}$ 到控制信号 $u_{\alpha\beta}$ 的传递函数为：

$$G_{PR}^{\alpha\beta}(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2}, \quad (1-2)$$

其中 k_p 和 k_i 分别为比例和积分参数， ω 为电网电压角频率。

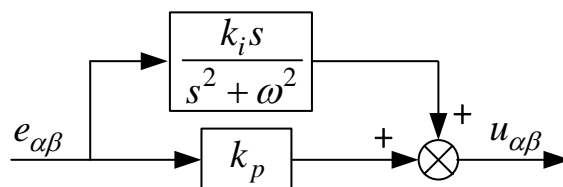


图 1-7 PR控制

Fig.1-7 PR control

线性控制器也有采用状态反馈形式的^[12, 13]，即基于系统的状态空间表达式来设计控制器。本质上来说，状态反馈控制其实是对各个状态量进行比例控制，考虑到状态量之间存在导数关系，因此状态反馈控制可以与PID控制相互转换。需要注意的是，当采用的变换器模型存在非线性时，在设计状态反馈控制器之前要先对系统进行线性化处理。

需要指出的是，上述线性PID系列控制器需要精确的线性模型，因此当系统中存在参数变化，非线性和负载干扰时，控制器性能将明显下降。对于功率变换器，这些不理想因素均存在。首先，变换器内部所有部件的参数均会在一定范围内浮动，包括各相的滤波电感值及其寄生电阻值、各相功率开关的导通和关断时长、直流链路电容容值；第二，在一个开关周期内，其内部的电路连接方式就会发生多次变化，同时变换器还存在电感饱和以及电压钳位的现象，这些都使得功率变换器在本质上是非线性系统；第三，变换器时刻面临电网侧和直流侧的不可预知的负载变化，对系统造成扰动。

1.2.3 非线性控制器

为了弥补线性控制器的缺点，近年来有较多先进的非线性控制方法用于功率变换器的控制，包括一阶滑模控制^[14-21]，二阶滑模控制^[22-27]，自适应控制^[28-35]，模糊控制^[36-40]，模型预测控制^[41-48]，无差拍预测控制^[49]，无源控制^[50-52]，反步控制^[53]，微分平滑控制^[54]，以及神经网络控制^[55, 56]等。

在这些非线性控制算法中，滑模控制由于其对外界干扰的不敏感性和有限时间收敛性，使得它成为应对实际系统中复杂非线性和不确定性的有效方法^[57-60]；自适应控制能够自动调节控制器参数，使得控制器对系统不确定性具有良好的适应性，具有良好的工程实用性。因此，滑模控制和自适应控制方法是当前功率变换器控制器设计的热点。

1.2.3.1 滑模控制

滑模控制出现于20世纪50年代，最早由Emelyanov, Utkin等苏联学者提出，其控制思想起源于电磁继电器的开关动作^[61]。滑模控制也称为变结构控制，顾名思义，其控制信号的形式会根据系统状态而发生变化。滑模控制器由两个互相切换的信号组成，即

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

其中， x 为系统状态变量， $s(x)$ 为控制信号切换函数，满足 $s(0) = 0$ 并且可微。

可以看到，滑模控制是一类控制信号不连续的非线性控制方法。由于控制信号的不连续性，系统轨迹的动态微分方程是右端不连续的，具体如下：

$$\dot{x} = f(x), \quad (1-4)$$

$$f(x) = \begin{cases} f^+(x), & s(x) > 0 \\ f^-(x), & s(x) < 0 \end{cases}, \quad (1-5)$$

在状态空间中，满足 $s(x) = 0$ 的超面表示为

$$S = \{x | s(x) = 0\}. \quad (1-6)$$

定义 1.1 ^[61] 滑动模态指的是动态系统

$$\dot{x} = f(x, t), \quad x \in \mathbf{R}^n \quad (1-7)$$

发生在超面 S 上面的运动，它满足：若初始状态 $x_0(t_0)$ 处于超面 S 上，则从该状态出发的运动仍然保持在超面 S ，即

$$x_0 \in S \rightarrow x(t, x_0) \in S \quad (1-8)$$

超面 S 被称为滑动模态面，简称滑模面。

滑模控制器设计分为两步：

- 第一步：设计滑模面 S ，使系统状态到达滑模面上后能渐近稳定于原点。
- 第二步：设计滑模控制器，使得系统的状态能于初始状态下到达滑模面。

(1) 传统滑模控制

如图1-8所示，传统滑模控制实质上是一种开关控制，控制信号形式如下：

$$u = -K \text{sign}(s(x)) = \begin{cases} -K, & s(x) > 0 \\ K, & s(x) < 0 \end{cases}. \quad (1-9)$$

因此，在控制信号 u 的作用下，系统将到达 $s(x) = 0$ 的滑模面上。

以二阶系统为例，假设系统动态方程为：

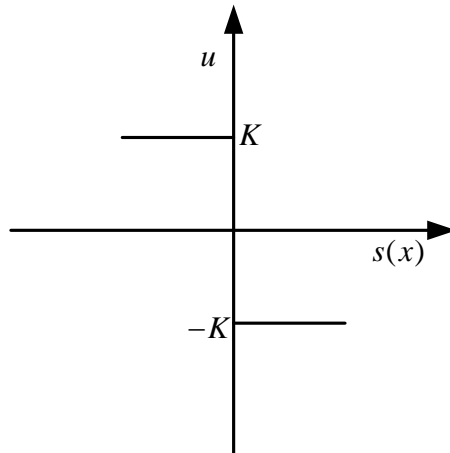


图 1-8 传统滑模控制器

Fig.1-8 Conventional SMC

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_2 + u \end{cases} \quad (1-10)$$

设计滑模面 S 具有如下形式:

$$S = \{x | s(x) = x_1 + \beta x_2 = 0\}. \quad (1-11)$$

如图1-9所示, 系统状态最终将到达滑模面 S 。

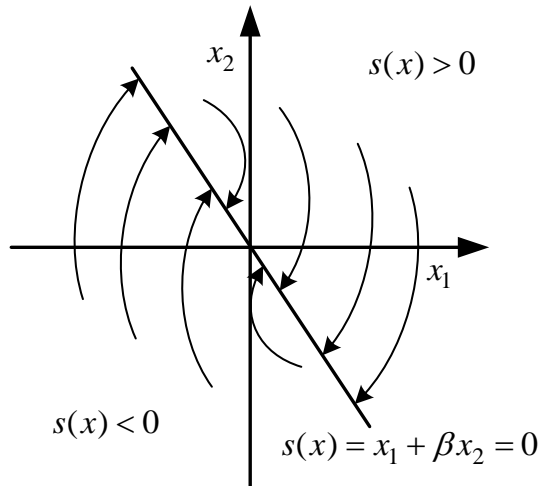


图 1-9 滑模控制下的系统轨迹

Fig.1-9 System trajectories under SMC

在滑模面 S 上, 满足:

$$x_1 = -\beta x_2 = -\beta \dot{x}_1. \quad (1-12)$$

可以看到, 只要 $\beta > 0$, x_1 就能渐近收敛至原点。

值得注意的是，在滑模面上，系统的动态仅取决于切换函数 $s(x)$ 的形式，若 $s(x)$ 设计为与系统摄动和外干扰无关（例如式(1-11)），则系统的滑动模态对系统的摄动和外干扰具有完全的鲁棒性。

传统滑模控制最大的问题是抖振。抖振问题的根源是控制信号的切换存在滞后，如式(1-13)所示，控制信号不能在 $s(x) = 0$ 时即刻完成切换，而是会滞后一段时间，等到 $s(x) > |\Delta|$ 时才发生切换。

$$u = -K\text{sign}(s(x)) = \begin{cases} -K, & s(x) > \Delta \\ K, & s(x) < -\Delta \end{cases} \quad (1-13)$$

这个滞后带来的影响是，系统轨迹将不能收敛到滑模面 S ，而是在 $s(x) = \Delta$ 和 $s(x) = -\Delta$ 两个超面之间来回运动，形成一个极限环，如图1-10。在时间域，极限环表现为系统轨迹不能平滑收敛到原点，而是带着小幅振荡收敛到原点附近，如图1-11。

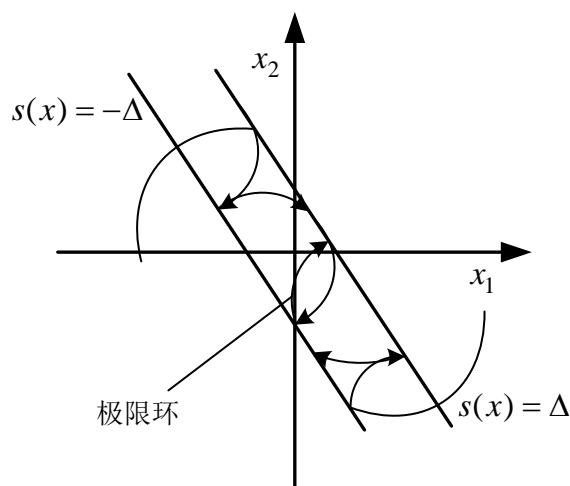


图 1-10 滞后滑模控制下的系统轨迹

Fig. 1-10 System trajectories under delayed SMC

引起滞后的原因主要有：（1）元件惯性引起的滞后，例如，功率开关从断开到闭合，必然需要时间；（2）固定空间引起的滞后，例如液压装置中的空程区；（3）离散系统采样引起的滞后，这种情况下，从采样到控制信号产生并输出至少会滞后一个采样周期；（4）未建模动力学引起的滞后，例如，系统某些未建模动态过程要快得多，导致控制过程显得相对滞后。对于实际系统，上述一个或多个原因总是存在的，因此滞后是不能避免的，从而抖振也是不可避免的。

在实际应用中，如果不能消除或减弱到允许范围内，抖振可能会引起问题。例如在机器人控制中，驱动电机的抖振将引起机器人关节抖动；在机械加工过程中，刀具的抖振将引起零件切削表面不光滑，产生废品；在电力电子系统的控制

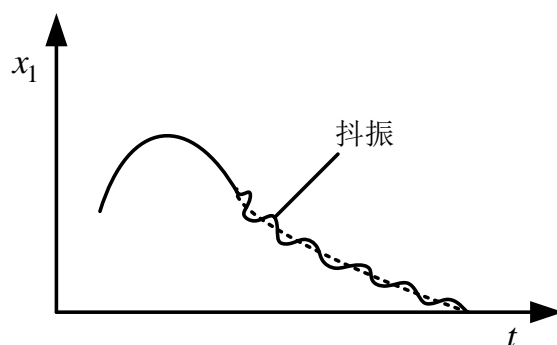


图 1-11 系统轨迹抖振

Fig. 1-11 Chattering of system trajectory

中，被控的电压或电流不能稳定在参考值，总是存在稳态误差。不仅如此，在一定情形下，抖振甚至会导致高频谐振导致系统不稳定。

为了能够减弱或消除抖振，学者提出了各种方法^[62-66]，包括准滑动模态方法、滤波方法、观测器方法，以及高阶滑模方法。其中高阶滑模算法最受学者关注，高阶滑模算法把则不仅可以保证滑模控制函数的连续性，还可以保证有限时间收敛和强鲁棒性。高阶滑模算法是指，不仅要求保证切换函数 $s(x) = 0$ ，还要求保证切换函数的各阶导数也为0。比如， r 阶滑模满足：

$$s = \dot{s} = \ddot{s} = \dots = s^{(r-1)} = 0. \quad (1-14)$$

对应地，需要采用相对度为 r 的控制算法，即，带有sign函数的控制信号 u_s 显式地出现在 s 的第 r 阶导数中：

$$s^{(r)}(t, x) = h(t, x) + g(t, x)u_s. \quad (1-15)$$

这样的话，抖振效应就被转移到了切换函数 s 的第 r 阶导数上，从而使得 s 的轨迹是平滑的，并且能收敛到原点。注意，这里考虑的是一般的非线性系统，因此切换函数与时间 t 有关，相关的结果同样适用于线性定常系统。

基于高阶滑模算法的考虑，Levant等学者提出了二阶滑模算法。考虑如下系统：

$$\dot{x} = f(t, x, u), \quad (1-16)$$

$$u = U(t, x), \quad (1-17)$$

$$\dot{u} = \Phi(t, x), \quad (1-18)$$

其中， U 为连续函数， Φ 为有界不连续函数。

对切换函数 $s(t, x)$ 求导可得：

$$\dot{s}(t, x) = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x}f(t, x, u), \quad (1-19)$$

$$\ddot{s}(t, x) = \frac{\partial \dot{s}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{s}}{\partial x} f(t, x, u) + \frac{\partial \dot{s}}{\partial u} \Phi(t, x), \quad (1-20)$$

令 $h(t, x) = \frac{\partial \dot{s}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{s}}{\partial x} f(t, x, u)$, $g(t, x) = \frac{\partial \dot{s}}{\partial u}$, $u_s = \Phi(t, x)$, 则式(1-20)与式(1-15)一致。

基于式(1-18), 一种二阶滑模算法可以设计为:

$$\Phi(t, x) = \begin{cases} -\alpha_m \text{sign}(s(t, x)), & s\dot{s} \leq 0, \\ -\alpha_M \text{sign}(s(t, x)), & s\dot{s} > 0, \end{cases} \quad (1-21)$$

其中 α_m 和 α_M 为待设计的控制器参数, 根据系统参数及初始条件确定, 且 $\alpha_M > \alpha_m > 0$ 。在二阶滑模控制器作用下, 系统轨迹将收敛到 $s = \dot{s} = 0$ 的超面上, 如图1-12所示。

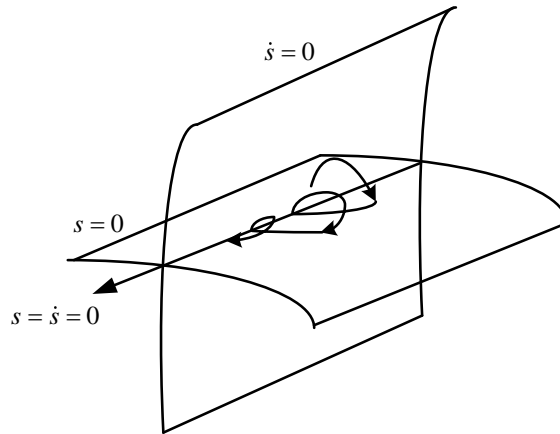


图 1-12 二阶滑模系统轨迹

Fig.1-12 System trajectory under second-order SMC

注解 1.1 高阶滑模算法对于更低相对度的系统同样有效, 也就是说, 二阶滑模算法能够控制相对度为1的系统。更重要的是, 相对于一阶滑模算法, 二阶滑模算法还消除了抖振的影响。

可以看到, 二阶滑模算法(1-21)需要利用切换函数的导数来设计控制信号, 而导数信息往往难以直接测量得到, 而是需要通过数值计算, 这不仅增加了计算负担, 更加会造成精度上损失。出于这个考虑, 学者Levant提出了一种超螺旋二阶滑模算法, 其算法结构如图1-13。

超螺旋滑模算法的表达式为:

$$\begin{cases} u = u_1 + u_2 \\ u_1 = -\lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) \\ \dot{u}_2 = -\alpha \text{sign}(s) \end{cases} \quad (1-22)$$

可以看到, 超螺旋算法的控制器设计仅需要切换函数信息, 而不需要其导数信息。假设 $0 < G_m < g(t, x) < G_M$, $-H < h(t, x) < H$, 则超螺旋滑模算法的参数应满足

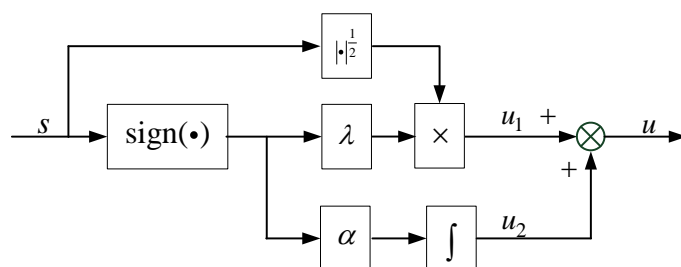


图 1-13 超螺旋算法结构

Fig. 1-13 Structure of the super-twisting algorithm

$$\alpha > \frac{H}{G_m}, \quad \lambda^2 \geq \frac{4H G_M \alpha + H}{G_m^2 G_m \alpha - H}. \quad (1-23)$$

对照式(1-18)，则

$$\Phi(t, x) = -\frac{\lambda}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\dot{s} - \alpha \text{sign}(s) \quad (1-24)$$

可以看到，由超螺旋算法推导出的 $\Phi(t, x)$ 同样为非连续函数，从而能够保证系统轨迹到达 $s = \dot{s} = 0$ 的超面上^[67]。

目前，针对功率变换器的滑模控制有一阶滑模控制和二阶滑模控制，多应用于DC/DC功率变换器^[14-16, 23-26, 68]，在三相AC/DC变换器的应用较少^[17, 18, 69]。在这些文献中，使用一阶滑模控制的系统均存在抖振的影响，虽然采用了一些技术（例如谐波注入技术、控制信号收缩技术）可以在一定程度上抑制抖振的影响，但并不能根本消除。为了避免一阶滑模存在的抖振问题，学者们逐渐采用二阶滑模算法来实现对功率变换器的控制。二阶滑模算法包括螺旋二阶滑模、次优二阶滑模、终端二阶滑模、超螺旋二阶滑模等形式。在文献[23, 68]中，作者采用了次优二阶滑模算法实现了对DC/DC降压型功率变换器的控制，该二阶滑模算法需要利用滑模变量的一阶导数值，考虑到这一值难以直接测量，作者采用了状态机的方式根据滑模变量的符号进行控制信号切换，最终实现系统稳定。然而，状态机的存在使得系统的控制结构变得复杂，在实际应用中需要更多的处理时间。文献[24, 25]采用了终端二阶滑模控制用于DC/DC降压型变换器控制，同样需要取滑模变量的导数信息，给控制带来不便。文献[26]采用螺旋二阶滑模算法实现DC/DC降压型变换器控制，其缺点同样在于需要滑模变量的导数信息。

可以看到，多数的二阶滑模算法在控制过程中需要实时获得滑模变量的一阶导数信息，系统需要具备相应的传感测量装置。而当该导数无法直接测量时，要么采用观测器对该导数进行估计，要么采用次优二阶滑模控制。前者将使控制系统复杂度提高，而且导数观测器的选择和设计直接影响控制性能，后者由于采用的是象限控制，即根据滑模变量及其导数对应的象限选择相应的控制器，其收敛

速度比直接利用滑模变量导数值要慢，这也是被称为次优的原因。

1.2.3.2 自适应控制

自适应控制的想法在1951年由Draper等学者提出^[70]，使得具有性能不确定性的内燃机控制系统能够自动地达到最优的工作点。1958年，Whitaker等学者设计了一种自适应飞机飞行控制系统^[71]，利用实际飞行特性和参考模型期望特性之间的偏差调整控制参数，以达到最理想的飞行特性，这就是著名的模型参考自适应控制系统的最初应用。此类系统后来在英国学者Parks和法国学者Landaud在稳定性和超稳定性理论方面的贡献而得到繁荣发展^[72, 73]，成为了一种最基本的自适应系统。上世纪70年代，Astrom和Wittenmark等学者提出并发展了另一种重要的自适应控制方法，即自校正控制^[74]。这种自适应系统的主要特点是在线估计被控对象数学模型参数或外界不确定干扰，然后将这些估计值用于修改控制器参数。由于这种方法很容易用微处理器实现，它引起了各国学者的重视和兴趣，进而涌现了各种新型的自校正控制方法，其应用范围也越来越广。

自适应控制的目标是，系统在被控对象模型参数和外界干扰未知或时变的情况下，能够达到并保持可接受的性能指标。具体来讲，自适应控制系统应具有以下功能：

- 在线辨识系统参数和度量系统性能指标，以得到系统状态的变化情况。
- 按一定的规律（即自适应律）确定当前控制策略。
- 在线修改控制器参数或系统的输入信号。

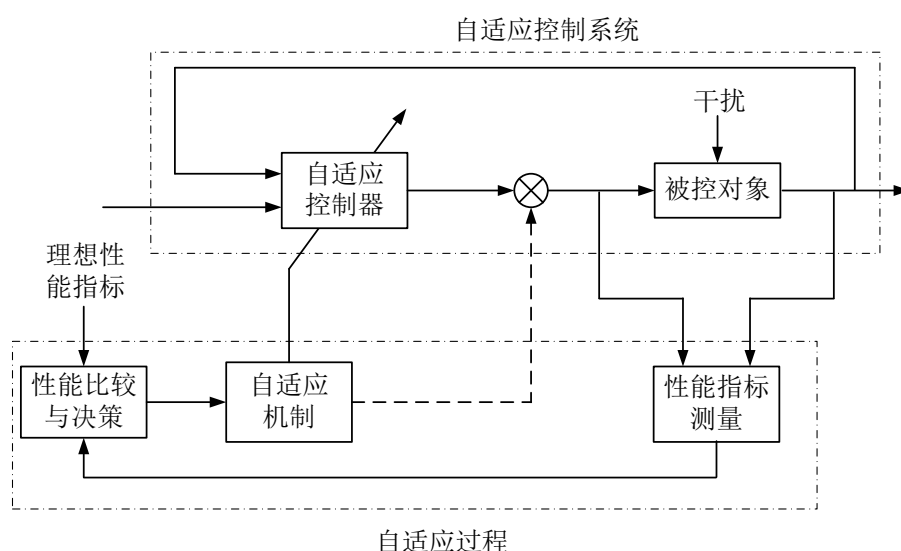


图 1-14 自适应控制框图

Fig. 1-14 Adaptive control diagram

为了满足这些功能，通用的自适应控制系统结构如图1-14所示。它包括性能指标测量、性能比较与决策、自适应机制和自适应控制器，这些功能模块就能达到自适应控制的目标。

自适应控制的主要特征是，不管对象或干扰的不确定性有多大，都可以达到控制目标。相比之下，鲁棒控制要求不确定性是有界并且相对较小的。自适应控制技术为自动在线调整控制器参数提供了一种系统方法，尽管被控对象模型参数和外界干扰却是未知或时变的，仍然能够精确调整控制器以达到高性能要求。

自适应控制系统主要分为两类：一类是模型参考自适应控制系统，另一类是自校正控制系统。

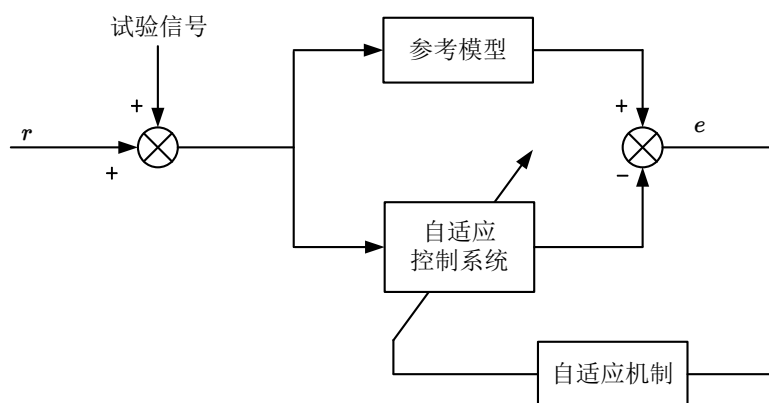


图 1-15 模型参考自适应控制系统

Fig. 1-15 Model referenced adaptive control system

图1-15为模型参考自适应控制系统的典型结构。这个系统采用参考模型作为辅助系统，它的输出或状态可以用期望的性能指标设计。输入信号同时进入到参考模型和自适应控制系统中，然后将两个系统的输出作差，得到误差信号 e 。这个误差信号按一定的自适应机制进入到自适应控制系统，用于调整控制器参数，或者产生一个辅助输入信号，使得该误差的某泛涵指标达到最小。这样，自适应控制系统的输出就能渐近逼近理想模型的输出，实现控制目标。

图1-16为自校正控制系统的典型结构。这类系统对被控对象的不确定参数进行在线估计，包括未知或时变的模型特性和外界干扰。然后将不确定参数估计值 $\hat{\theta}$ 输入到控制器中，控制器根据此估计值和事先规定的性能指标调整控制参数，由此产生的控制信号作用于被控对象。经过多次的参数估计和控制参数调整，最终达到系统的性能指标。

下面举一个简单例子来说明自校正控制系统的工作过程。

考虑如下标量系统：

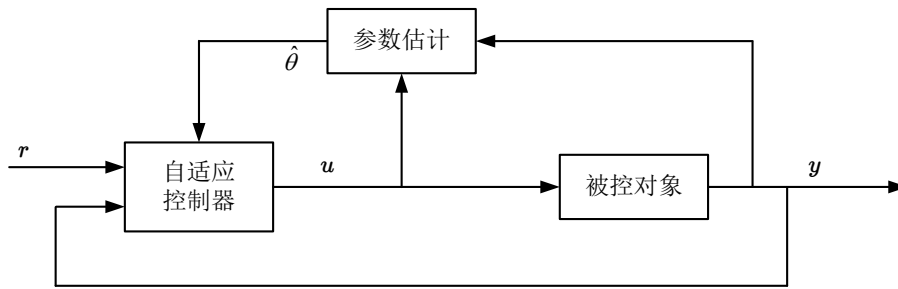


图 1-16 自校正控制系统

Fig.1-16 Self-tuning control system

$$\dot{x} = \theta x + u, \tag{1-25}$$

其中， x 为系统状态， u 为控制信号， θ 为常数但未知。

控制目标是当 $t \rightarrow \infty$ ， $x(t) \rightarrow 0$ 。

设计自适应律如下：

$$\dot{\hat{\theta}} = x^2, \tag{1-26}$$

$$u = -(\hat{\theta} + 1)x, \tag{1-27}$$

其中 $\hat{\theta}$ 为 θ 的估计值。

闭环系统为：

$$\dot{x} = (\theta - \hat{\theta} - 1)x, \tag{1-28}$$

$$\dot{\hat{\theta}} = x^2. \tag{1-29}$$

可以看到， $\hat{\theta}$ 的增长主导了 x 的增长，因此反馈增益 $\hat{\theta} + 1$ 具有足够大的值以克服系统的不确定性，进而稳定系统。

目前，自适应控制在功率变换器的应用不是很多^[28-34, 75-78]。

关于AC/DC变换器的自适应控制，在模型参考自适应方面，文献[28]中，为了应对电感和电网频率存在的参数不确定性，采用模型自适应控制方法实现变换器的直接功率控制。文献[29]采用了自适应观测器用于估计变换器直流侧电压，观测器的设计采用了模型参考自适应的思想。在自校正控制方面，文献[30]采用了自适应一阶滑模算法实现了变换器的控制及纹波抑制。文献[31]对变换器采用了自适应PR控制，根据电流误差自动调整谐振频率控制参数。文献[32]采用了自适应反步滑模控制，控制结构较为复杂，不利于工程应用。

自适应控制在DC/DC变换器中的应用也有一些。模型参考自适应方面，文献[33]采用自适应律来估计负载值；文献[77]采用自适应律设计观测器对系统的输出进行估计。在自校正控制方面，文献[76]通过自适应调节PI参数来获得理想的

极点位置以增强系统的稳定性；文献[34]采用了自适应观测器估计输出量的误差，然后将该估计误差提供给PI控制器实现变换器控制。

到这里，已经对现有的功率变换器控制器类型进行了梳理，上述这些控制器在跟踪性能、鲁棒性、结构复杂度方面各有优劣。它们可以单独使用，也可以组合使用以规避各自缺点。

1.2.4 基于干扰观测器的控制

对于联网AC/DC功率变换器的控制来说，其面临的一个主要问题是连接到直流电容两端的不可预测的时变负载扰动，从而引起电压波动。这个负载的值是未知的而且会在大范围内变化，负载的量级和控制器的鲁棒性将决定该直流电压能否恢复到参考值。通常情况下，控制器参数基于标称工况进行调整，这些参数具有一定的稳定裕度，可以在一定程度上抵抗外界干扰。然而，当干扰持续增大时，标称工况的控制参数将无法维持系统的控制性能。显然，如果这个负载对于控制器来说是已知的，那么控制器对它具有更强的鲁棒性。为了解决这个问题，一种有效的方法是在电压控制环中增加干扰观测器，对控制器进行补偿。这样的话，当外界干扰值变化时，补偿到控制器的干扰估计值也随之变化。因此，控制器变得更加灵活，可以适应外界干扰的变化，其鲁棒性得到提高。

观测器，通常也被称为滤波器或估计器，用于通过可用信息从系统中提取不可测量的变量，如图1-17所示。早期著名的观测器形式有经典的龙贝格观测器^[79]和卡尔曼滤波器^[80]。按观测器的用途，观测器可以分为两大类^[81]：（1）重构系统内部状态的状态观测器；（2）获取外部干扰信息的干扰观测器。

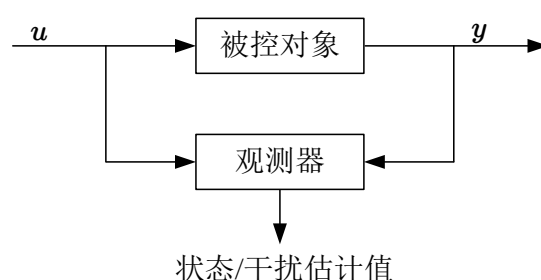


图 1-17 观测器

Fig. 1-17 Observer

基于干扰观测器的控制方法也称为自抗扰控制方法，由中国著名控制理论学者韩京清于1995年首创^[82]，并在2009年进行了系统化整理^[83]。自抗扰控制方法首先从仿真中诞生，之后在理论上得到了证明^[84-87]。如图1-18所示，自抗扰控制方法的工作原理为，将未知系统动态、外界干扰和非线性统一作为系统的总干扰项，

并对此干扰项实时估计，然后将干扰估计值输入到控制器，对控制器进行前馈补偿^[88-90]。因此，自抗扰控制的核心思想就是利用干扰的信息来消除其影响。自抗扰控制方法是一种前向补偿方法，即，首先由干扰观测器估计干扰值，然后干扰的估计值补偿到前向通道的控制器中。这种方法对处理系统内部的非线性、不确定性和外部的干扰非常有效，同时由于其设计思想与生俱来的实用性，自抗扰控制方法在解决实际工程问题时具有良好的优越性，包括涡扇发动机、微机电陀螺等^[91-96]。

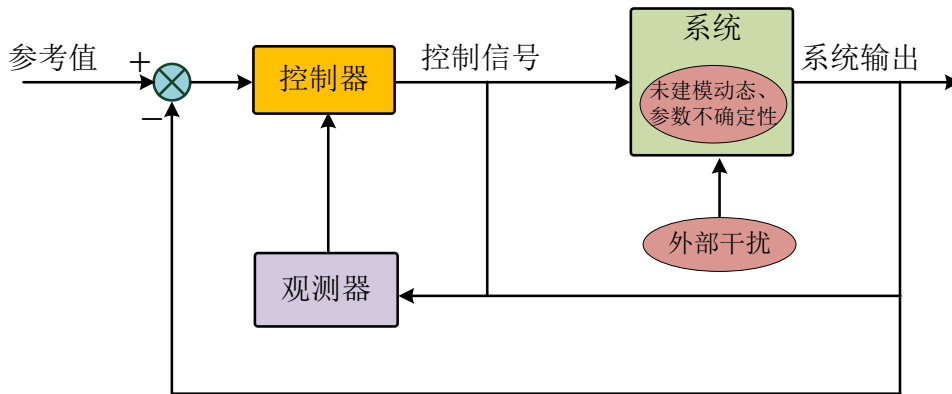


图 1-18 自抗扰控制方法工作原理

Fig. 1-18 Principle of active disturbance rejection control

目前有很多文献在功率变换器的控制中采用了自抗扰控制方法。在这些文献中，由于采用不同类型的干扰观测器、不同类型的控制器，以及变换器拓扑的差异，自抗扰控制方法有不同的实现方式。根据算法形式，干扰观测器可以分为两大类，一类是线性干扰观测器^[69, 94, 97-102]，另一类是非线性干扰观测器^[103-105]。

1.2.4.1 线性干扰观测器

由于线性系统的分析发展成熟，线性干扰观测器在文献中更为常见。在线性干扰观测器中，比较常用的一种是线性状态扩展观测器，在构造这种观测器时外界干扰被视为系统的一个增广状态，因此这是一种间接形式的干扰观测器。扩展状态观测器是一种有效的观测技术，它将集总干扰（包括参数不确定性、未建模动态和负载变化）扩展为一个新的状态变量，可以同时估计总干扰值和系统状态。线性扩展状态观测器是指所设计的观测器动态方程具有线性形式，与之相对的是非线性扩展状态观测器^[106, 107]。扩展状态观测器是韩京清教授在自抗扰控制技术方面最重要的研究成果，下面进行简单介绍。

考虑如下非线性系统：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bu + f(x_1, x_2) \\ y = x_1 \end{cases}, \quad (1-30)$$

其中 $f(x_1, x_2)$ 为未知函数，集中反映系统不确定性和未知干扰的作用。

将 $f(x_1, x_2)$ 扩展成新的状态变量 x_3 ，即 $x_3 = f(x_1, x_2)$ ，其导数 $\dot{x}_3 = h(t)$ ，则扩展后的系统为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = h(t) \\ y = x_1 \end{cases}, \quad (1-31)$$

对扩展后的系统建立如下状态观测器：

$$\begin{cases} e = z - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g_1(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 g_2(e) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 g_3(e) \end{cases}, \quad (1-32)$$

其中 $g_i(e)$ ($i = 1, 2, 3$) 为观测器校正函数，可以取为线性/非线性函数，对应地，获得的观测器就称为线性/非线性扩展状态观测器。只要选择合适的参数 β_i ($i = 1, 2, 3$)，这个观测器就能很好地估计原系统(1-30)中的变量 x_1, x_2 以及由干扰扩展的变量 x_3 。

在现有工作中，线性扩展状态观测器已被用于功率变换器的直流链路负载干扰估计[69, 99]。文献[69]在电压调节环采用了线性状态扩展观测器对连接到直流链路的负载干扰进行估计，并将估计值补偿到该环的二阶滑模控制器中；电流跟踪环则在同步旋转(d, q)坐标系下采用两个二阶滑模控制器分别跟踪 d 轴和 q 轴电流。在文献[99]中，电压控制环采用的是基于线性状态扩展观测器的比例控制器，电流跟踪环则在 (α, β) 固定坐标系下采用两个比例-谐振控制器分别跟踪 α 轴和 β 轴电流。结果表明，应用了干扰观测器后，系统的控制性能有明显提升。

除了状态扩展观测器，一些直接形式的线性干扰观测器也用于功率变换器的控制^[100-102]。这类观测器直接利用系统动态方程获得干扰的动态表达式，而不需要将干扰扩展成新的系统状态。干扰的动态表达式可以基于不同的算法设计，包括龙贝格观测器^[100]、PI观测器^[101]、卡尔曼观测器^[102]等等。然而这些工作主要针对的是系统不确定性造成的干扰，迄今为止，还未发现直接形式的线性干扰观测器被用于功率变换器的直流链路负载干扰的估计。

1.2.4.2 非线性干扰观测器

非线性干扰观测器也应用于变换器控制，但不如线性干扰观测器常用，目前在这这方面的工作较少^[103-105]。文献[103]采用了一种一阶滑模观测器对系统总外界干扰进行了估计，其限制是干扰的动态要满足连续可导；文献[104, 105]基于变换器的非线性模型设计了一种非线性观测器用于估计系统不确定性带来的干扰，该观测器是龙贝格形式观测器在非线性的扩展。

随着滑模控制理论的成熟和发展，滑模观测器（SMO）也逐渐发展起来。滑模观测器（SMO）由学者Slotine提出^[108]，主要思想是将滑模概念运用在观测器的设计中。滑模观测器具有滑模控制器的特点，可以在有限时间内使估计误差的动态收敛到零平面。不仅如此，滑模观测器具有和卡尔曼滤波器类似的测量噪声抑制能力^[109]。二阶滑模观测器（SOSMO）是一种非线性观测器，它是将二阶滑模算法用在观测器的设计中。因此，二阶滑模观测器继承了二阶滑模算法的所有优点，尤其是快速收敛性。二阶滑模观测器已经应用在机械系统中，主要用于故障诊断^[110-115]。在文献[116]中，二阶滑模观测器用于估计感应电机驱动器系统的外界干扰。迄今为止，还没有看到将二阶滑模观测器运用于功率变换器的直流链路电压调节。

1.3 尚待解决的问题以及有待提升的方法

由前文的分析可以看到，对于功率变换器的控制，已经有一定的研究成果，但还存在如下的不足之处及有待提升的方面：

1. 相对于AC/DC变换器，由于DC/DC变换器的电路拓扑和数学模型更为简单，现有的研究工作更多集中在DC/DC变换器控制。对于更重要的与电网连接的AC/DC变换器，现有的研究成果在广度和深度方面，都要逊色一些。
2. 目前应用在功率变换器的二阶滑模控制算法多数需要实时知晓滑模变量的一阶导数信息，当该导数可以测量时，系统需要增加测量装置，该导数不可测量时，则需要设计观测器估计该导数或者采用次优算法，这些方法会造成系统复杂度上升或收敛速度变慢。
3. 作为处理参数不确定性的自适应控制在功率变换器中的应用比较少而且比较分散。在AC/DC变换器的自校正控制方面，目前的方案有自适应线性PR控制和自适应一阶滑模控制，但是PR控制器存在收敛速度较慢的问题，一阶滑模控制虽然可以快速收敛，但其固有的抖振现象对控制性能带来不利影响。

4. 关于负载干扰的抑制，目前在线性干扰观测器设计有一些研究成果，但主要是基于线性扩展状态观测器，从系统动态设计直接形式干扰观测器的工作较少，而且这些工作主要针对的是系统不确定性造成的干扰，目前还未有直接形式的线性干扰观测器用于变换器直流链路负载干扰的估计。在非线形干扰观测器的设计方面，目前直接对直流链路负载干扰进行估计的工作更少，即使有，也要求干扰满足一定条件（如连续可导）。

1.4 本论文的主要研究内容

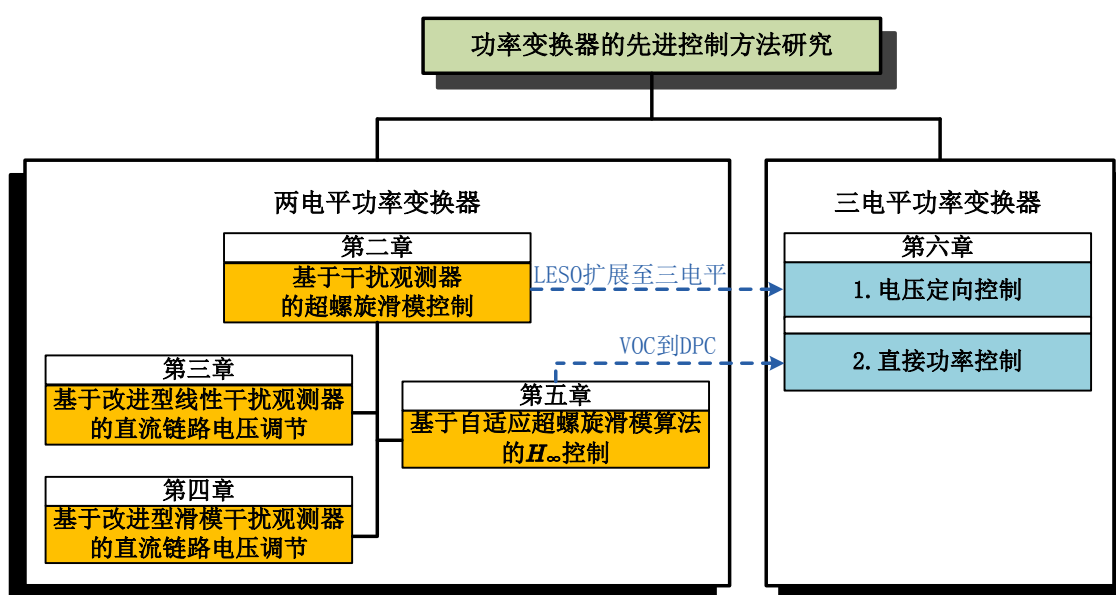


图 1-19 本论文研究框架

Fig.1-19 Thesis research structure

针对目前功率变换器控制存在的不足，本论文针对联网三相两电平功率变换器和三相三电平中性点钳位功率变换器，基于电压定向控制和直接功率控制两种控制方式，分别在同步旋转 (d, q) 坐标系模型、固定 (α, β) 坐标系模型和状态空间模型下，研究了AC/DC功率变换器的先进控制策略。根据AC/DC功率变换器的电平数量，论文主要分为两大部分，第一部分针对两电平功率变换器，包括第二章到第五章，采用电压定向控制的方式，主要研究功率变换器的超螺旋滑模控制、基于干扰观测器的直流链路电压调节，以及基于自适应技术的 H_{∞} 控制；第二部为第六章，在第一部分的研究基础上，进一步研究了三个电平功率变换器的电压定向控制和直接功率控制。各章节具体安排如下：

第二章采用了基于干扰观测器的超螺旋滑模控制策略，来实现两电平功率变

换器的电流跟踪和电压调节。为了提高系统的鲁棒性和快速性，在电压调节环和电流跟踪环均采用了超螺旋滑模控制器。根据自抗扰控制的思路，在电压调节环采用了干扰观测器来补偿控制器。为了检验不同类型观测器的性能，设计了四种不同的干扰观测器作为比较，包括线性观测器、滑模观测器、线性扩展观测器和非线性扩展观测器。然后通过仿真，根据直流链路电压的暂态响应来比较各个观测器的性能。

第三章对第二章中的线性观测器进行了改进，获得了性能更好的改进型线性干扰观测器，用以补偿电压调节环的控制器。与第二章的线性干扰观测器相比，新设计的干扰观测器有两个观测器参数来调节其行为，其中一个用于提升系统的暂态响应而不影响系统的稳态性能，另一个则用于保持系统的稳态性能。与非线性干扰观测器相比，线性干扰观测器保持了系统的简单性，从而使系统分析更为容易，而且更便于在实际工程中应用。本章在理论上证明了此控制策略的有效性，并在一台实际的5 kW的联网三相两电平功率变换器进行了实验验证。

第四章对第二章中的滑模观测器进行了改进，获得了性能更好的改进型滑模观测器，用以补偿电压调节环。改进型滑模观测器与第三章的改进型线性干扰观测器有同样优点，即具有可以调节暂态过程和维持稳态性能的参数，但与第三章的线性观测器相比，滑模观测器的收敛速度更快而且鲁棒性更强。本章通过Lyapunov方法获得了系统稳定的条件，通过仿真验证了此控制策略的优越性，并进一步在5 kW联网三相两电平功率变换器进行了实验验证。

第五章在第二章的基础上，进一步考虑了功率变换器系统的参数不确定性以及干扰估计误差，提出了一种基于自适应超螺旋算法的 H_∞ 鲁棒控制策略。在电压调节环，设计了基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制器。在电流跟踪环，采用了两个基于自适应超螺旋算法的控制器，用于跟踪 d 轴和 q 轴电流。由于采用了自适应超螺旋算法，外界干扰时间导数的上限值不需要预先知晓。采用Lyapunov方法分析了闭环系统的稳定性和有限时间收敛性，并通过仿真验证了此控制策略的有效性。

第六章在前面几章工作的基础上，值对三相三电平中性点钳位功率变换器，分别在电压定向控制和直接功率控制模式下实现了变换器的控制。首先在电压定向控制模式下研究了线性扩展状态观测器对系统性能的提升作用，采用了三环控制模式，包括电压调节环、电流跟踪环和电容电压平衡环。在电压控制环，线性扩展状态观测器对随机连到变换器直流侧的负载进行估计，然后将负载估计值补偿到控制器。仿真结果表明，线性扩展状态观测器显著提升系统的控制性能和对负载变化的鲁棒性。接着在直接功率控制模式下，结合线性扩展状态观测器、 H_∞ 控制、超螺旋滑模控制及自适应控制，实现了变换器的直流电压调节、瞬时功

率跟踪和直流电容电压平衡。采用了三环控制模式，包括电压调节环、功率跟踪环和电容电压平衡环。电压调节环采用的是基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制器，用于调节变换器的直流链路电压，同时抑制干扰估计误差对系统输出的影响。功率跟踪环采用了超螺旋滑模控制器，将有功和无功功率收敛到它们的参考值。电容电压平衡环同样采用超螺旋滑模控制器，实现了电容电压的完全平衡。此控制策略的有效性和优越性得到了仿真验证。

第 2 章 基于干扰观测器的超螺旋滑模控制

2.1 引言

根据调制电平的数量，功率变换器可以分为两电平、三电平，以及多电平变换器。带交流侧的功率变换器有单相和三相变换器，联网功率变换器均为三相变换器。尽管目前变换器已存在多种电路拓扑，三相两电平拓扑由于其全功率可控和电路简单，同时具有高可靠性、高效率和高功率容量等优点，因此在工业领域最为常见^[117]。

本章针对联网三相两电平功率变换器，采用基于干扰观测器的滑模控制策略，来实现变换器的电流跟踪和电压调节。电压调节环采用了超螺旋滑模控制器，同时根据自抗扰控制的思路，增加了干扰观测器来补偿该滑模控制器。电流控制环在同步旋转坐标系下进行控制，采用了两个超螺旋滑模控制器，用于跟踪 d 轴和 q 轴电流。设计了四种不同的干扰观测器作为比较，包括线性观测器、二阶滑模观测器、线性扩展观测器和非线性扩展观测器。然后通过仿真，根据直流链路电压的暂态响应来比较各个观测器的性能。为了保证公平比较，观测器的参数都调整至使得变换器具有几乎一样的电流畸变水平和直流链路电压稳态误差。

2.2 数学模型及控制目标

2.2.1 数学模型

三相两电平功率变换器的拓扑结构如图2-1所示。 v_{an} 、 v_{bn} 和 v_{cn} 为平衡三相电网电压，即 $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ 。 L 为电网端滤波电感， r 为该滤波电感的等效串联内阻。 i_a 、 i_b 和 i_c 为三相电网电流。 u_a 、 u_b 和 u_c 为开关信号，同一相的上下臂开关信号互补。 C 为直流链路电容，其两端电压 V_{dc} 即为待调节的直流链路电压。 R_L 为连接到直流链路的等效负载，可认为是未知缓变信号。流过负载 R_L 的电流为 i_{load} 。

图2-1所示的电路在 (a, b, c) 自然坐标系下的数学模型如下^[118]：

$$L \frac{di_a}{dt} = -ri_a + v_{an} - \frac{V_{dc}}{3} (2u_a - u_b - u_c), \quad (2-1)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -ri_b + v_{bn} - \frac{V_{dc}}{3} (2u_b - u_a - u_c), \quad (2-2)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -ri_c + v_{cn} - \frac{V_{dc}}{3} (2u_c - u_a - u_b), \quad (2-3)$$

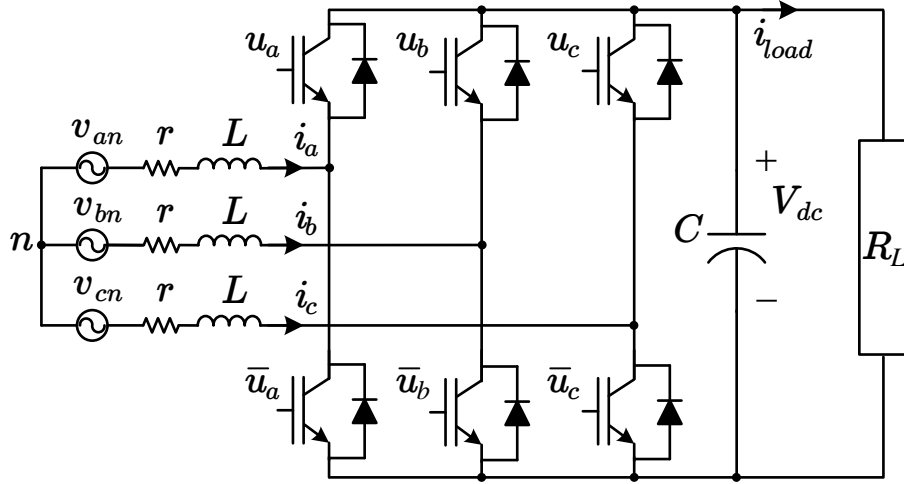


图 2-1 三相两电平功率变换器

Fig.2-1 Three-phase two-level power converter

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_a u_a + i_b u_b + i_c u_c - i_{load}. \quad (2-4)$$

为了方便控制器的设计，通常对系统(2-1)-(2-4)进行以下坐标变换。

(1) 固定 (α, β) 坐标系模型

对系统(2-1)-(2-4)进行如下功率不变Clarke变换，

$$\{\cdot\}_{\alpha\beta} = T_{abc-\alpha\beta} \{\cdot\}_{abc}, \quad T_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (2-5)$$

可以得到系统在固定 (α, β) 坐标系下的模型^[119]：

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} - r i_{\alpha\beta}, \quad (2-6)$$

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{v_{dc}^2}{2} \right) = \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}^2}{R_L}, \quad (2-7)$$

其中， $v_{\alpha\beta} = \{v_\alpha, v_\beta\}^T$ 为电网电压， $i_{\alpha\beta} = \{i_\alpha, i_\beta\}^T$ 为电网电流， $u_{\alpha\beta} = \{u_\alpha, u_\beta\}^T$ 为控制信号，该信号从控制器产生后，转换回 u_a 、 u_b 和 u_c 并通过调制器执行^[1]。

(2) 同步旋转 (d, q) 坐标系模型

对系统(2-1)-(2-4)进行如下功率不变Park变换，

$$\{\cdot\}_{dq} = T_{abc-dq} \{\cdot\}_{abc}, \quad T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\omega t & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}, \quad (2-8)$$

可以得到系统在同步旋转 (d, q) 坐标系下的模型^[120]：

$$L \frac{di_d}{dt} = -r i_d + \omega L i_q + v_d - u_d V_{dc}, \quad (2-9)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -ri_q - \omega Li_d + v_q - u_q V_{dc}, \quad (2-10)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = u_d i_d + u_q i_q - i_{load}, \quad (2-11)$$

其中, v_d 、 v_q 为电网电压, ω 为电网角频率, i_d 、 i_q 为电网电流, u_d 、 u_q 为控制信号。与 (α, β) 坐标系下一样, 控制信号从控制器产生后, 将转换回 u_a 、 u_b 和 u_c 并通过调制器执行。为了将三相变量从固定 (a, b, c) 坐标系通过Park矩阵变换到同步旋转 (d, q) 坐标系, 在控制系统中需要包含锁相环模块^[121]。

2.2.2 控制目标

对于三相两电平变换器, 其控制目标主要有两个, 即, 它需要使直流链路电压达到参考值, 同时能够按要求产生有功和无功功率。因此, 变换器的控制问题包括两方面, 具体如下:

(1) 电压调节问题: 直流链路电压 V_{dc} 应当被调节到设定的参考值 V_{dc}^* , 即

$$V_{dc} \rightarrow V_{dc}^*. \quad (2-12)$$

(2) 功率/电流跟踪问题: 根据控制策略的不同, 有如下两种情形:

- 功率跟踪: 瞬时有功功率 p 应跟踪由电压控制环产生的参考值 p^* , 瞬时无功功率 q 应跟踪预先设定的参考值 q^* (功率因数为1时 $q^* = 0$), 即

$$p \rightarrow p^*, \quad q \rightarrow q^*. \quad (2-13)$$

- 电流跟踪: 有功和无功功率的控制本质上是电流的控制, 因此, 为达到功率参考值, 电流应当跟踪到相应的参考值, 即

– 在 (α, β) 坐标系下:

$$i_\alpha \rightarrow i_\alpha^*, \quad i_\beta \rightarrow i_\beta^*. \quad (2-14)$$

– 在 (d, q) 坐标系下:

$$i_d \rightarrow i_d^*, \quad i_q \rightarrow i_q^*. \quad (2-15)$$

这里需要注意的是, 有功功率参考值 p^* 是通过直流链路电压调节过程产生的, 用以保证 V_{dc} 达到 V_{dc}^* , 而无功功率参考值 q^* 是直接设定的, 以达到所需的功率因数。

值得注意的是, 在完成上述控制目标的基础上, 应当把电网电流的总谐波畸变水平 (THD) 保持在尽量低的水平。

除了上述控制任务, 联网功率变换器还需要与公用电网实现电压同步, 否则将造成电力系统不稳定。为了达到这个目标, 需要获得电网电压的相角。早期的

相角计算方法有过零法和滤波方法，过零法最为简单，通过检测电网电压过零的时刻来获得相角，但是当电网电压存在波动（谐波或跌落）时容易出错；滤波方法是将电网电压转换到 (d, q) 或 (α, β) 坐标系下，然后利用反正切函数计算相角，同样这种方法在电网电压波动时容易出错。目前最先进的相角计算方法为锁相环（PLL）方法^[122]，如图2-2所示，这种方法在 (d, q) 坐标系下进行，首先将电网的虚轴电压参考值 v_q^* 设置为0，然后通过一个控制器（通常为PI）调节 v_q 到该参考值，此时输出的控制量即为电网频率 ω ，对 ω 进行积分，就可以获得电网电压的相角 θ 。

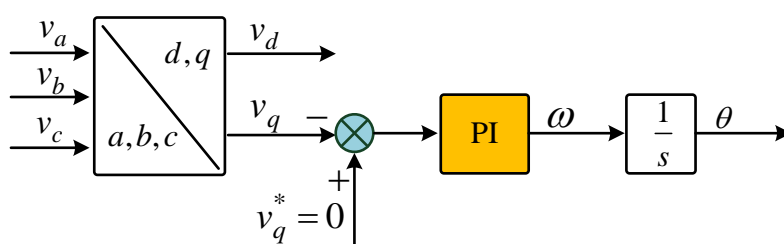


图 2-2 锁相环原理

Fig.2-2 PLL principle

2.3 控制策略

图2-3为电压定向控制模式下三相两电平功率变换器的整体控制框图，从第二章到第五章将采用此控制结构。可以看到，控制在 (d, q) 同步旋转坐标系下进行。如第一章所述，电压定向模式包括电压调节环和电流跟踪环。如图所示，电压调节环调节调节直流电压 V_{dc} 到其参考值 V_{dc}^* ，它由电压环控制器和干扰观测器组成，控制器输出信号 μ_{dc} 和干扰观测器输出信号 \hat{d} 合成电压环最终的控制信号 u ，也就是功率变换器的有功功率参考值 p^* ，这个信号与无功功率参考值 q^* 、电网电压 v_d, v_q 一起送入电流跟踪环，产生电流参考值 i_d^*, i_q^* ；电流跟踪环采用两个并行控制器分别驱使电网电流 i_d, i_q 到相应参考值 i_d^*, i_q^* ，控制器输出信号为 μ_d, μ_q ，通过 ωL 进行解耦控制后产生系统最终的控制信号 u_d, u_q ，也就是占空比信号。

考虑到超螺旋滑模算法的优越性，本章将采用该算法作为控制器算法。本章采用电压定向控制方式，即电压调节环为外环，电流跟踪环为内环。外环和内环均采用超螺旋滑模控制器。为了提高外环对负载干扰的抵抗能力，在外环增加干扰观测器。

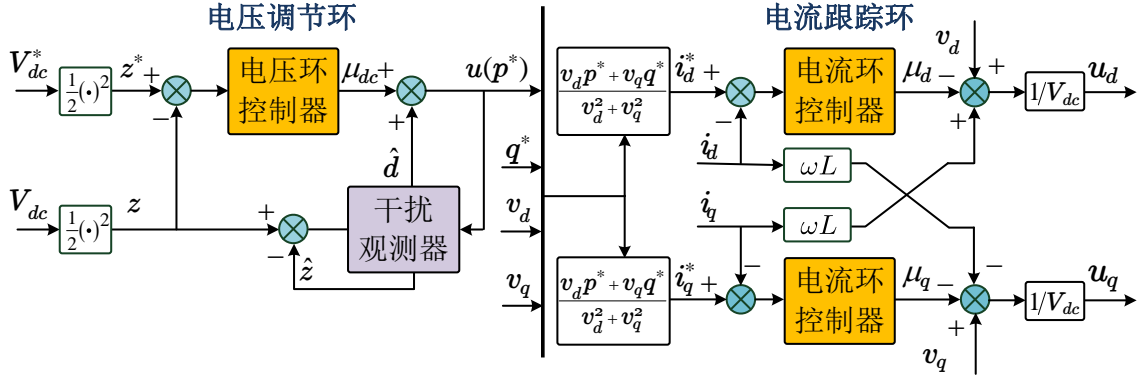


图 2-3 三相两电平功率变换器整体控制框图

Fig.2-3 Overall control diagram of three-phase two-level power converter

2.3.1 电压调节环

为了体现采用干扰观测器的优势，先介绍不带干扰观测器的电压调节环控制结构，如图2-4，电压偏差信号经超螺旋滑模控制器调节，直接产生控制信号。

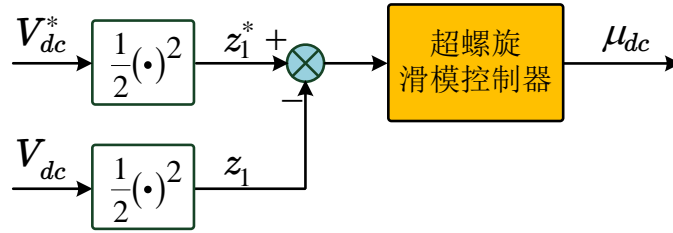


图 2-4 不带干扰观测器的电压调节环

Fig.2-4 Voltage regulation loop without disturbance observer

根据(2-11)，直流电压的动态可以写为：

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{V_{dc}} (p^* - p_{load}), \quad (2-16)$$

其中 $p^* = v_d i_d^* + v_q i_q^*$ ， $p_{load} = V_{dc} i_{load}$ 。定义 $(V_{dc}^*)^2 / 2 = z_1^*$ ， $V_{dc}^2 / 2 = z_1$ ， $p^* = \mu_{dc}$ 为控制信号，以及 $p_{load} = d$ 为外界干扰，可以知道，调节 V_{dc} 等价于调节 z_1 。负载功率 p_{load} 会对 V_{dc} 造成扰动，因此是电压调节环的干扰项。(2-16)可以写为：

$$C \dot{z}_1 = \mu_{dc} - d, \quad (2-17)$$

因此，超螺旋滑模控制器设计为^[57]：

$$\mu_{dc} = \lambda_{vdc} |e_v|^{1/2} \text{sign}(e_v) + \alpha_{vdc} \int_0^t \text{sign}(e_v) dt, \quad (2-18)$$

其中 $e_v = z_1^* - z_1$ 。

2.3.2 干扰观测器

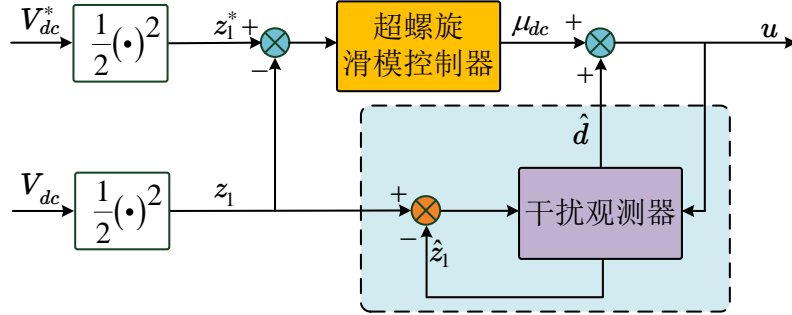


图 2-5 带干扰观测器的电压调节环

Fig. 2-5 Voltage regulation loop with disturbance observer

如图2-5所示，本小节在直流电压调节环增加一个干扰观测器，用于外界干扰 d 的值进行估计，然后将干扰估计值 \hat{d} 补偿到控制信号 μ_{vdc} 中，因此经观测器补偿后的控制信号为：

$$u = \mu_{dc} + \hat{d}. \quad (2-19)$$

根据式(2-17)， z_1 的动态应当重写为：

$$C\dot{z}_1 = u - d. \quad (2-20)$$

为了比较比较不同类型观测器的性能，本章设计了四种不同类型的干扰观测器，包括线性干扰观测器、滑模观测器、线性扩展状态观测器和非线性扩展状态观测器。它们的具体形式如下：

(1) 线性干扰观测器

设计一种线性观测器如下：

$$\begin{cases} C\dot{\hat{z}}_1 = u + \beta e_1, \\ e_1 = z_1 - \hat{z}_1, \end{cases} \quad (2-21)$$

其中 \hat{z}_1 为 z_1 的估计值。结合(2-20)和(2-21)，系统的观测误差动态可以写为：

$$C\dot{e}_1 = -\beta e_1 - d. \quad (2-22)$$

考虑负载干扰 d 为缓变信号， \hat{z}_1 将以一定的稳态误差收敛到 z_1 ，得到：

$$\dot{e}_1 = 0, \quad (2-23)$$

因此干扰的估计值 \hat{d} 可以按下式计算：

$$\hat{d} = -\beta e_1. \quad (2-24)$$

(2) 二阶滑模观测器

按照滑模控制器的设计思想，设计一种二阶滑模观测器如下：

$$\begin{cases} C\dot{\hat{z}}_1 = u + (\lambda_1|e_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(e_1) + \alpha_1 \int_0^t \text{sign}(e_1) dt), \\ e_1 = z_1 - \hat{z}_1. \end{cases} \quad (2-25)$$

则系统的观测误差动态可以写为：

$$C\dot{e}_1 = -(\lambda_1|e_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(e_1) + \alpha_1 \int_0^t \text{sign}(e_1) dt) - d. \quad (2-26)$$

与线性观测器相似地，考虑到稳态时的观测误差导数 $\dot{e}_1 = 0$ ，则外界干扰可以按下式估计：

$$\hat{d} = -(\lambda_1|e_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(e_1) + \alpha_1 \int_0^t \text{sign}(e_1) dt). \quad (2-27)$$

(3) 线性扩展状态观测器

按照扩展状态观测器的设计思想，将外界干扰作为系统的一个增广状态 z_2 ，因此线性扩展状态观测器可以设计为：

$$\begin{cases} C\dot{\hat{z}}_1 = u - \hat{z}_2 + \beta_1 e_1, \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\beta_2 e_1, \\ e_1 = z_1 - \hat{z}_1, \end{cases} \quad (2-28)$$

其中 \hat{z}_2 为 z_2 的估计值。从而系统的观测误差动态可以写为：

$$\begin{cases} C\dot{e}_1 = -e_2 - \beta_1 e_1, \\ \dot{e}_2 = h(t) + \beta_2 e_1, \end{cases} \quad (2-29)$$

其中，

$$\begin{cases} h(t) = \dot{z}_2, \\ e_2 = z_2 - \hat{z}_2. \end{cases} \quad (2-30)$$

因此干扰的估计值为：

$$\hat{d} = \hat{z}_2. \quad (2-31)$$

需要注意的是，为了使误差动态可以收敛到平衡点，观测器参数 β_1 和 β_2 应满足

$$\begin{bmatrix} -\beta_1/C & -1/C \\ \beta_2 & 0 \end{bmatrix} \text{为Hurwitz矩阵。}$$

(4) 非线性扩展状态观测器

同样将外界干扰作为系统的一个增广状态 z_2 ，但是采用如下形式的非线性扩展状态观测器：

$$\begin{cases} C\dot{\hat{z}}_1 = u - \hat{z}_2 + \beta_{01}fal_1, \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\beta_{02}fal_2, \\ e_1 = z_1 - \hat{z}_1, \end{cases} \quad (2-32)$$

其中,

$$fal_i(e_1, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} |e_1|^{\alpha_i} \text{sign}(e_1), & |e_1| > \delta_i, i \in (1, 2), \\ e_1 / \delta_i^{1-\alpha_i}, & |e_1| \leq \delta_i, i \in (1, 2). \end{cases} \quad (2-33)$$

此时系统的观测误差动态为:

$$\begin{cases} C\dot{e}_1 = -e_2 - \beta_{01}fal_1, \\ \dot{e}_2 = h(t) + \beta_{02}fal_2, \end{cases} \quad (2-34)$$

其中 $h(t)$ 和 e_2 与(2-30)中的定义一致。因此可以得到外界干扰估计值 \hat{d} 为:

$$\hat{d} = \hat{z}_2. \quad (2-35)$$

2.3.3 电流跟踪环

图2-6为基于超螺旋滑模控制的电流跟踪环。可以看到,本章采用的是同步旋转(d, q)坐标系下的电流模型(2-9)和(2-10),而且由于两轴的电流动态存在耦合,需要进行解耦控制。

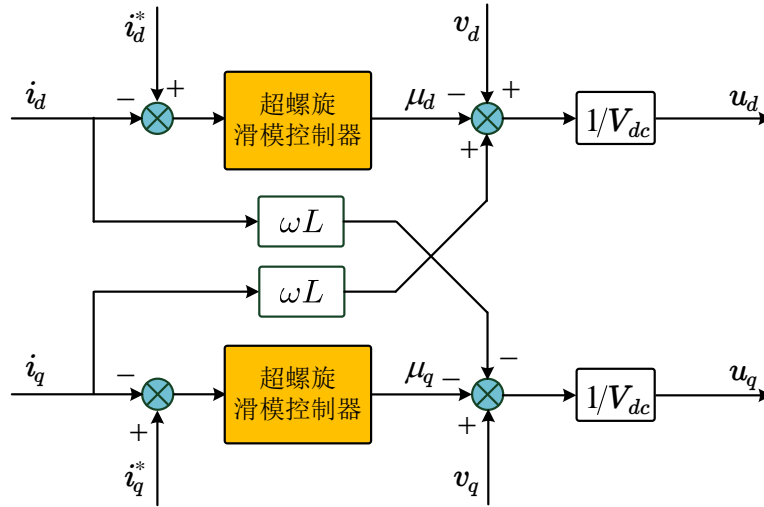


图 2-6 电流跟踪环

Fig. 2-6 Current tracking loop

如前文所述,电流参考值由电压调节环产生,具体如下:

$$i_d^* = \frac{v_d p^* + v_q q^*}{v_d^2 + v_q^2}, \quad i_q^* = \frac{v_q p^* - v_d q^*}{v_d^2 + v_q^2}. \quad (2-36)$$

进而定义两轴的误差信号为:

$$e_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix}. \quad (2-37)$$

因此电流跟踪环的超螺旋滑模控制器设计如下^[69]:

$$\mu_d = \lambda_d |e_d|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_d) + \alpha_d \int_0^t \text{sign}(e_d) dt, \quad (2-38)$$

$$\mu_q = \lambda_q |e_q|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_q) + \alpha_q \int_0^t \text{sign}(e_q) dt. \quad (2-39)$$

结合式 (2-9)和(2-10)，电流跟踪环最终输出的控制信号为：

$$u_d = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_d + v_d + \omega L i_q), \quad (2-40)$$

$$u_q = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_q + v_q - \omega L i_d). \quad (2-41)$$

2.4 仿真验证

本小节将通过仿真，检验上述不同种类的干扰观测器的有效性以及对系统控制性能的影响。表2-1为仿真采用的系统参数。负载干扰类型为阻性负载，在 $t = 0.4\text{s}$ 时连接到变换器直流链路，对变换器系统造成阶跃扰动。无功电流 i_q^* 设置为 0A 以达到单位功率因数。

表 2-1 仿真参数

Table 2-1 Simulation parameters

参数	数值	描述
f_s	10	采样频率 (kHz)
f_c	10	控制器更新频率 (kHz)
R_L	100	负载电阻 (Ω)
C	3300	直流输出电容 (μF)
L	2.6	滤波电感 (mH)
f	50	电网频率 (Hz)
v_{abc}	400	电网线电压 (V)
V_{dc}^*	750	直流输出电压参考值 (V)

2.4.1 无观测器滑模控制

为了体现干扰观测器的有效性，首先验证无观测器情况下电压调节环的滑模控制性能。调节超螺旋滑模控制器的参数，使得功率变换器具备较好的直流电压暂态响应性能和较低的电流畸变水平。表2-2为采用的超螺旋滑模控制器参数。图2-7显示了直流链路电压的暂态响应。所获得的电流总畸变水平为2.04%。

2.4.2 带观测器滑模控制

在这一小节，用四种不同的观测器分别对超螺旋滑模控制器进行补偿，并比较其性能。为了公平比较，超螺旋滑模控制器参数在各个观测器作用时保持不变，同时调节各观测器参数使得功率变换器有类似的稳态性能，即几乎一样的直流链路电压稳态误差和电流总畸变水平。超螺旋滑模控制器和各观测器的参数分别见表2-3和表2-4。

表 2-2 无观测器的超螺旋滑模控制器参数

Table 2-2 Super twisting SMC parameters without observers

电流跟踪环	电压调节环
$\lambda_d = 20, \alpha_d = 150$	$\lambda_{vdc} = 50, \alpha_{vdc} = 40000$
$\lambda_q = 20, \alpha_q = 150$	

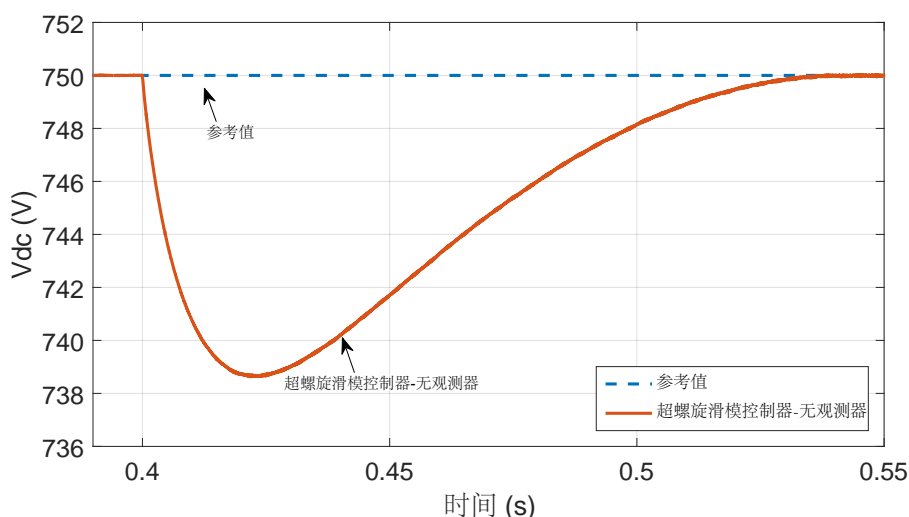


图 2-7 不带观测器超螺旋滑模控制下的直流链路暂态响应

Fig.2-7 DC-link voltage transient response under super twisting SMC without observer

表 2-3 带观测器的超螺旋滑模控制器参数

Table 2-3 Super twisting SMC parameters with observers

电流跟踪环	电压调节环
$\lambda_d = 20, \alpha_d = 150$	$\lambda_{vdc} = 15, \alpha_{vdc} = 100$
$\lambda_q = 20, \alpha_q = 150$	

图2-8为不同观测器作用下的直流链路电压响应。图2-9表明了各观测器作用下的直流链路电压稳态误差均在0.05V范围内。从图2-8可以看出，干扰负载接入

表 2-4 各观测器参数

Table 2-4 Parameters of the observers

线性观测器	滑模观测器	线性扩展观测器	非线性扩展状态观测器
$\beta = 0.8$	$\lambda_1 = 200$	$\beta_1 = 6.6$	$\beta_{01} = 40$
	$\alpha_1 = 200$	$\beta_2 = 3300$	$\beta_{02} = 33000$
			$\alpha_1 = 1$
			$\alpha_2 = 0.5$
			$\delta_1 = \delta_2 = 0.01$

后，二阶滑模观测器获得了比另外三种观测器更好的性能，其直流电压压降仅为1V，恢复时间仅为0.01s；线性扩展观测器性能次之，直流电压压降为3.4V，恢复时间为0.025s；线性观测器再次之，直流电压压降为5.5V，恢复时间为0.04s；非线性扩展观测器性能相对靠后，直流电压压降为12.2V，恢复时间为0.06s。

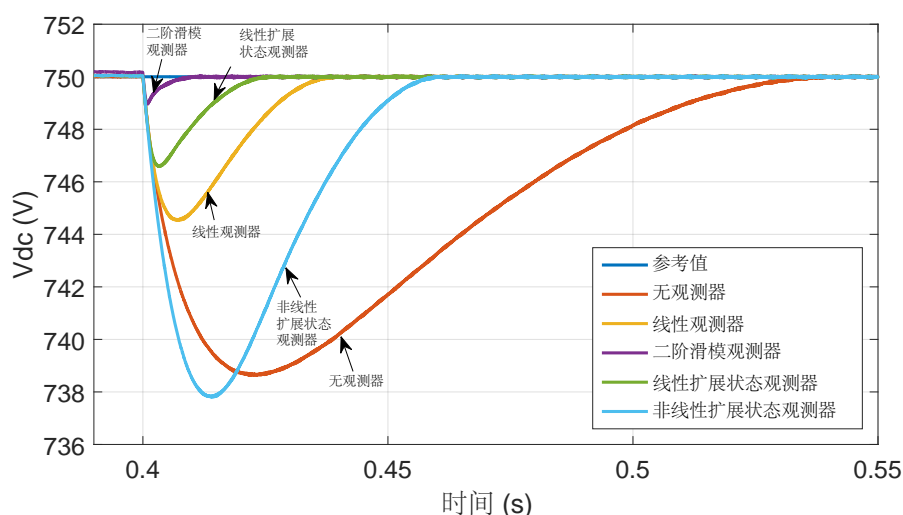


图 2-8 带观测器超螺旋滑模控制下的直流链路暂态响应

Fig. 2-8 DC-link voltage transient responses of super twisting SMC with observers

作为比较，无观测器超螺旋滑模控制的结果也在图2-8中显示，其压降与被非线性扩展状态观测器补偿时的接近。但是需要注意的是，有了非线性扩展状态观测器的补偿，超螺旋滑模控制器的增益和电流总畸变水平均有很大的下降。这也表明干扰观测器确实有利于提升控制器的性能。

因为研究重点是电压调节环，所以在电流跟踪环在上述不同干扰观测器作用时始终保持不变。仿真结果也表明电流跟踪性能在不同观测器作用下基本一样。图2-10、图2-11和图2-12分别为 i_d 、 i_q 的跟踪性能，以及在二阶滑模观测器作用下所获得的电网电流情况。可以看到，同步旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴均很好地被跟

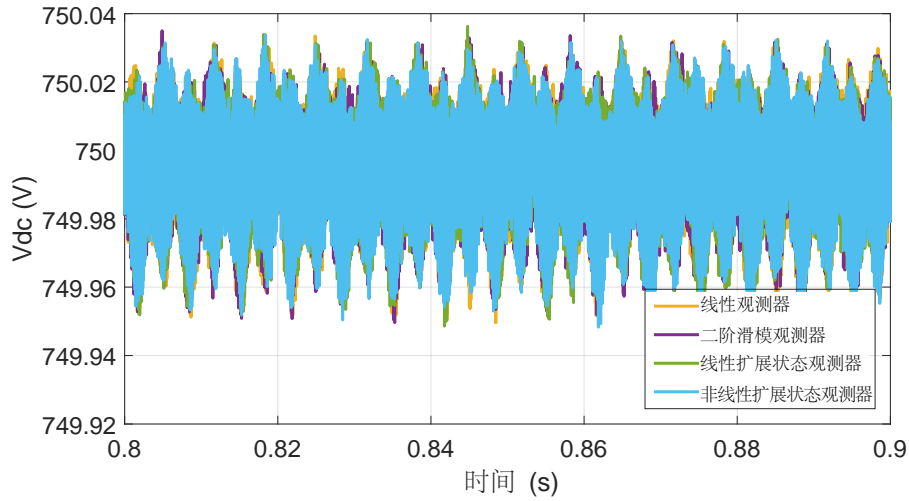


图 2-9 带观测器超螺旋滑模控制下的直流链路稳态误差

Fig.2-9 DC-link voltage steady errors of super twisting SMC with observers

踪，而且电网电流也达到了正弦波形。

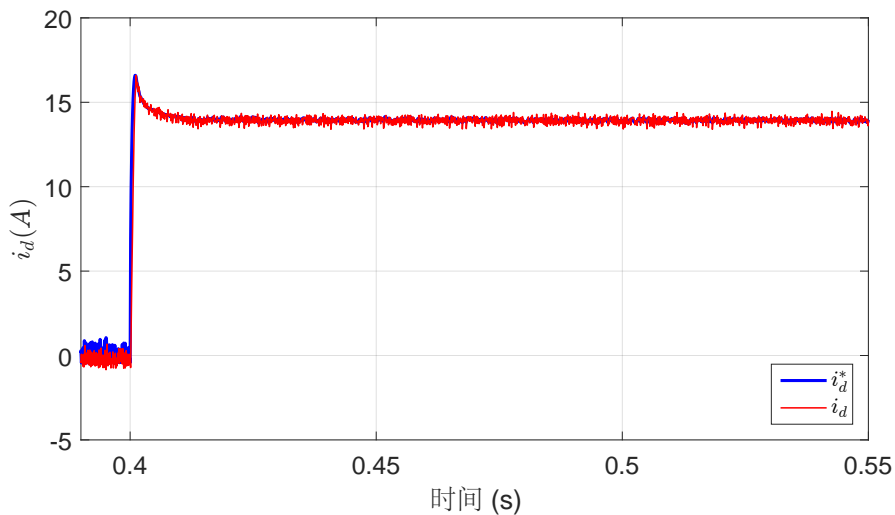
图 2-10 i_d 跟踪性能Fig.2-10 i_d tracking performance

表2-5显示了在四种不同观测器补偿下，功率变换器获得的电流总畸变水平基本一样，约 0.80%。不仅如此，仿真结果表明不同观测器作用下的电流谐波分布也很相似。

2.5 本章小结

本章采用了基于干扰观测器的滑模控制策略，来实现变换器的电流跟踪和电压调节。在电压调节环采用了干扰观测器来补偿超螺旋滑模控制器。电流跟踪环

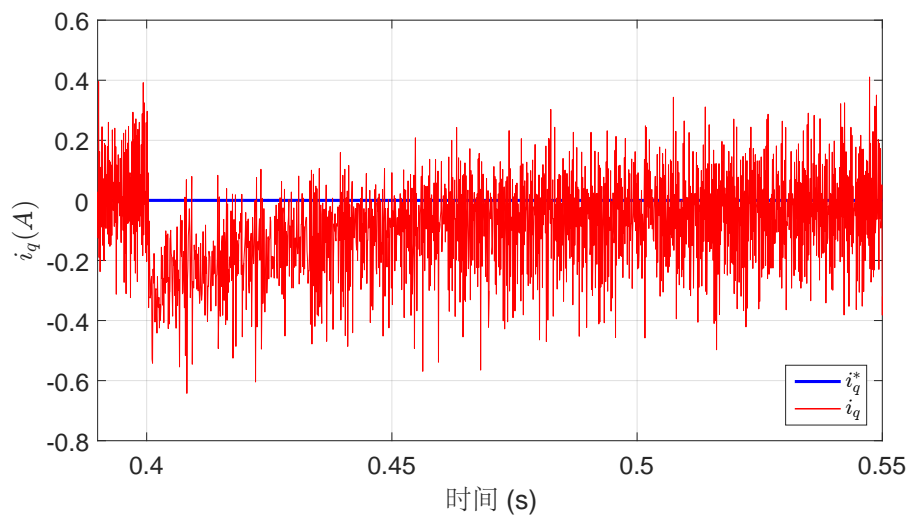


图 2-11 i_q 跟踪性能

Fig.2-11 i_q tracking performance

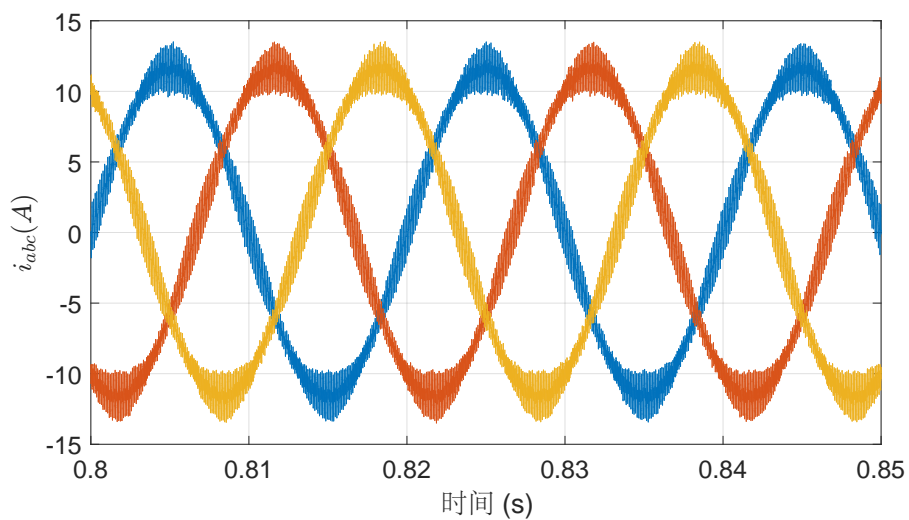


图 2-12 电网电流波形

Fig.2-12 Obtained grid current wave

表 2-5 不同观测器作用下电流总畸变水平

Table2-5 Current THD under different observers

线性观测器	二阶滑模观测器	线性扩展观测器	非线性扩展状态观测器
0.80%	0.80%	0.80%	0.79%

也采用了两个超螺旋滑模控制器，用于跟踪 d 轴和 q 轴电流。设计了四种不同的干扰观测器作为比较，包括线性观测器、滑模观测器、线性扩展观测器和非线性扩展观测器。与此同时，电流跟踪环的控制器始终不变。仿真结果表明：（1）干扰观测器不仅可以显著提高直流电压的暂态响应，而且可以降低电流总畸变水平；（2）与超螺旋滑模控制器结合时，在获得同样直流电压稳态误差和电流总畸变水平的前提下，二阶滑模观测器比另外三种观测器具有更好的抗干扰性能。

本章通过仿真的方式，对四种不同类型干扰观测器的性能进行了初步的研究。本章工作是后续几章的基础，第三章对第二章中的线性观测器进行了改进，对观测器的特性进行了深入分析，包括稳定性分析、频域特性分析，为了保证电压调节环的纯线性以开展线性系统分析，该环的控制器采用的是线性PI控制器；第四章则对第二章中的二阶滑模观测器进行了改进，在电压调节环采用了与第一章相同的超螺旋滑模控制器，构成了非线性系统，对该非线性系统进行了稳定性分析，建立了稳定性条件；第五章则对第二章中的超螺旋滑模算法增加了自适应律，并在此基础上进行了 H_∞ 鲁棒控制，使得系统具有更好的抵抗不确定干扰的能力；第六章在前面几章工作的基础上，结合线性扩展状态观测器、 H_∞ 鲁棒控制、超螺旋滑模控制和自适应控制，实现了三相三电平中性点钳位变换器的电压定向控制和直接功率控制。总体上，论文根据变换器电路拓扑及控制算法由简到繁、由浅及深地展开。

第3章 基于改进型线性干扰观测器的直流电压调节

3.1 引言

前一章针对并网功率变换器的电压调节环，提出了四种不同类型的干扰观测器，在其它条件都一样的情况下，线性观测器具备相对较好的干扰估计性能。它的优点在于形式简单，只需要调节一个参数。但正是由于这个原因，如果想加快对干扰的观测速度，就只能调节这个参数。这样做又会导致更高的稳态电流谐波畸变水平。为了解决这个矛盾，本章提出了一种改进型线性干扰观测器，该观测器具有以下特点：

- 与第二章的线性干扰观测器相比，被提出的干扰观测器有两个观测器参数来调节其行为，其中一个用于提升系统的暂态响应而不影响系统的稳态性能，另一个则用于保持系统的稳态性能。对于被随时连接负载扰动的变换器来说，这个特点是比较有利的，因为系统被扰动后的恢复时间可以通过其中一个观测器参数缩短，同时稳态时的电网电流谐波畸变水平可以通过限制另一个观测器参数来维持在较低水平。
- 与非线性干扰观测器相比，线性干扰观测器保持了系统的简单性，从而使系统分析更为容易，而且更便于在实际工程中应用。

在本章中，针对并网三相两电平功率变换器的直流链路电压调节，研究了基于改进型线性干扰观测器的PI控制策略（下文简称LDO-PI）。该干扰观测器估计直流链路负载值然后输入到电压调节环的PI控制器，从而提升PI控制器的抗干扰能力。电压调节环之所以采用线性PI控制器，目的在于使得闭环系统为纯线性系统，这样可以利用经典控制理论进行系统分析和参数调节。电流跟踪环采用传统形式的同步旋转坐标系PI（SRF-PI）控制器。

本章首先在理论上对电压调节环全闭环系统进行了分析，证明了LDO-PI控制方案比传统PI控制方案的有效性和先进性。然后在一个5kW并网功率变换器上进行了实验，以验证理论分析的正确性以及变换器在实际应用场合的性能表现。实验结果表明，本章提出的电压环控制策略，可以提高系统的暂态响应性能，同时使系统在稳定状态时能保持较低的电网电流谐波畸变水平。

3.2 控制策略

与第二章一样，本章同样采用电压定向控制，即包括电压调节环和电流跟踪环的双环控制策略。正如前面所说，本章主要关注电压调节环的观测器设计，因此电压调节环和电流跟踪环的控制器均采用工业界最常用的PI控制。

3.2.1 电压调节环

图3-1为电压调节环的控制结构图，可以看到，该控制环包括一个传统PI控制器和一个线性干扰观测器。 μ_{dc} 为PI控制器的输出， \hat{d} 为干扰观测器补偿给控制器的外界干扰估计值， u 为电压调节环最终输出的控制信号。结合第二章中的式(2-16)，(2-17)以及相关定义，可得电压调节环的动态方程：

$$C\dot{z} = u - d = \mu_{dc} + \hat{d} - d, \quad (3-1)$$

其中，

$$\mu_{dc} = K_{pv}e_z + K_{iv} \int_0^t e_z dt, \quad (3-2)$$

且 $e_z = z^* - z$ 。

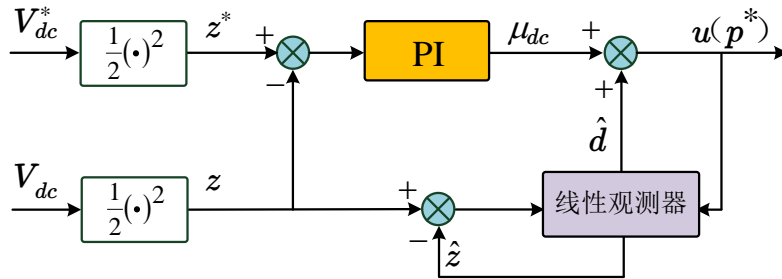


图 3-1 电压调节环：基于线性干扰观测器的PI控制
Fig.3-1 Voltage regulation loop: PI control based on LDO

3.2.2 线性干扰观测器

为了能够主动抑制直流链路负载干扰进而提高系统性能，改进型的线性干扰观测器设计如下：

$$C\dot{\hat{z}} = K_{ldo}(u + \beta\hat{e}_z), \quad (3-3)$$

$$\hat{e}_z = z - \hat{z}, \quad (3-4)$$

其中 \hat{z} 为 z 的估计值， β 和 K_{ldo} 为观测器参数且 $K_{ldo} \geq 1$ 。因此系统的观测误差动态可以表示为：

$$C\dot{\hat{e}}_z = (1 - K_{ldo})u - K_{ldo}\beta\hat{e}_z - d. \quad (3-5)$$

考虑负载干扰 d 为缓变信号，因此在系统稳态时 $\dot{\hat{e}}_z = 0$ ，进而得到：

$$\beta\hat{e}_z = ((1 - K_{ldo})u - d)/(K_{ldo}). \quad (3-6)$$

从(3-1)可以看出，当 z 到达稳态时，最终的控制信号 u 等于负载功率 d ，因此(3-6)就变为 $\beta\hat{e}_z = -d$ 。基于这个事实，外界干扰可以通过下式估计：

$$\hat{d} = -\beta\hat{e}_z. \quad (3-7)$$

现在，外界干扰的估计值就已获得并且可以补偿到PI控制器的输出信号 μ_{dc} 中。

注解 3.1 需要注意的是 $\dot{\hat{e}}_z = 0$ 意味着 z 和 \hat{z} 均到达了稳态，因此在 z 的暂态过程中，外界干扰的估计值 \hat{d} 只能趋近而不会等于实际的干扰值 d 。因此，为了保证在暂态过程中能够对控制器有充分的补偿，需要加快 \hat{z} 的动态以达到对负载的更快观测。从上述分析可以看出， K_{ldo} 只会影响观测器在暂态过程的带宽，而 β 会同时影响观测器在暂态过程和稳态的带宽。因此， \hat{z} 的动态可以通过增加 K_{ldo} 和 β 中的一个或同时增加来加快。

3.2.3 电流跟踪环

如前文所述，本章的研究重点是干扰观测器对电压调节环的提升作用，因此电流跟踪环采用传统PI控制。图3-2为基于同步旋转坐标系PI控制的电流跟踪环。 μ_d 和 μ_q 分别为PI控制器实现 d 轴和 q 轴电流跟踪的控制信号，具体形式如下：

$$\mu_d = K_{pid}e_{id} + K_{iId} \int_0^t e_{id}dt, \quad (3-8)$$

$$\mu_q = K_{piq}e_{iq} + K_{iIq} \int_0^t e_{iq}dt, \quad (3-9)$$

其中，

$$e_{id} = i_d^* - i_d, \quad (3-10)$$

$$e_{iq} = i_q^* - i_q. \quad (3-11)$$

因此，基于(2-9)和(2-10)，可以得到最终输出的控制信号 u_d 和 u_q ：

$$u_d = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_d + v_d + \omega Li_q), \quad (3-12)$$

$$u_q = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_q + v_q - \omega Li_d). \quad (3-13)$$

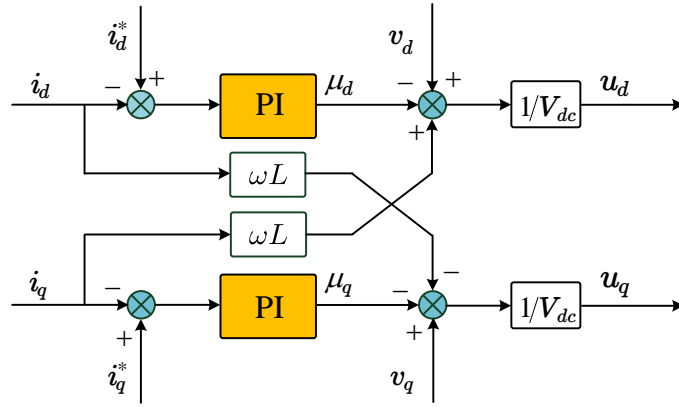


图 3-2 电流跟踪环：PI控制

Fig.3-2 Current tracking loop: PI control

3.3 电压调节环性能分析

干扰观测器既已获得，就可以对电压调节环进行全闭环系统分析。结合PI控制器和线性干扰观测器的动态方程，电压调节环的全闭环系统可以表示为一个三阶模型，如下所示：

$$\dot{x} = Ax + Bd, \quad (3-14)$$

其中 $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = \left[\int e_z dt \ e_z \ e_d \right]^T$, $e_d = d - \hat{d}$ 为干扰估计误差，

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{C}K_{iv} & -\frac{1}{C}K_{pv} & \frac{1}{C} \\ K_{lumped}K_{iv} & K_{lumped}K_{pv} & -\frac{\beta}{C} \end{bmatrix},$$

$B = [0 \ 0 \ 1]^T$, $K_{lumped} = \frac{\beta}{C}(1 - K_{ldo})$ 。因此控制目标为 $x = 0$ ，这意味着直流链路电压达到参考值，同时外部负载也被准确估计。

式(3-14)的推导过程如下：根据定义， $\dot{x}_1 = x_2$ 。考虑式(3-1)-(3-2)，

$$\dot{x}_2 = \dot{e}_z = -\frac{1}{C}(K_{pv}x_2 + K_{iv}x_1 - x_3). \quad (3-15)$$

接着计算 \dot{x}_3 ，根据定义可得，

$$x_3 = e_d = d - \hat{d} = d + \beta \hat{e}_z,$$

因此，

$$\dot{x}_3 = \dot{d} + \beta \dot{\hat{e}}_z = \dot{d} + \frac{\beta}{C}C\dot{\hat{e}}_z, \quad (3-16)$$

考虑(3-5)，

$$C\dot{\hat{e}}_z = (1 - K_{ldo})(\mu_{dc} + \hat{d}) + K_{ldo}\hat{d} - d$$

$$= (1 - K_{ldo})\mu_{dc} - e_d, \quad (3-17)$$

因此(3-16)可以改写为

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 &= \dot{d} + \frac{\beta}{C} [(1 - K_{ldo})\mu_{dc} - e_d] \\ &= -\frac{\beta}{C}e_d + \frac{\beta}{C}(1 - K_{ldo})\mu_{dc} + \dot{d} \\ &= -\frac{\beta}{C}x_3 + \frac{\beta}{C}(1 - K_{ldo})(K_{pv}x_2 + K_{iv}x_1) + \dot{d}. \end{aligned} \quad (3-18)$$

这样就得到了系统状态方程(3-14)。

从(3-14)可以看出，当 $K_{ldo} > 1$ ， x_3 的动态依赖于 $x_i\{i=1,2\}$ ，且系数同时包含了观测器和控制器的参数。因此，状态 $x_i\{i=1,2\}$ 和状态 x_3 存在相互作用，从而相互加快收敛速度，主要体现在：一方面， $x_i\{i=1,2\}$ 输入到PI控制器产生负反馈信号从而使它们收敛；另一方面，它们也输入到干扰观测器产生观测器输出，也以负反馈的形式，从而进一步加快 $x_i\{i=1,2\}$ 的收敛。

另一方面，相比于 $K_{ldo} = 1$ ， $K_{ldo} > 1$ 同样加快 x_3 的动态过过程，具体分析如下：当 $K_{ldo} = 1$ ，式(3-3)就退化为

$$C\dot{z} = u + \beta\hat{e}_z, \quad (3-19)$$

系统状态方程则变为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{C}K_{iv} & -\frac{1}{C}K_{pv} & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & -\frac{\beta}{C} \end{bmatrix}.$$

可以看到，此时 x_3 的动态仅与其自身有关， $x_i\{i=1,2\}$ 对 x_3 没有任何影响，因此 x_3 的动态过程会变慢。不仅如此，干扰观测器仅能通过变缓的 x_3 对控制器进行补偿，而不能通过 $x_i\{i=1,2\}$ ，从而使 $x_i\{i=1,2\}$ 也的收敛速度也变缓。

更重要的是，正如前面所说，为了在系统的暂态过程中观测器能更好地补偿控制器，应当加快 z 的动态。然而当 $K_{ldo} = 1$ 时，加快 z 动态的唯一方法就是增加 β ，这会使系统在稳态时的带宽增加，进而导致更大的电流畸变水平。因此，为了在系统暂态过程中加快 z 的动态，最好的方式是只增加 K_{ldo} ，即使得 $K_{ldo} > 1$ 。

下面检验系统在不同 K_{ldo} 和不同负载情况下的状态响应。变换器参数设置为 $R_L = \{180\ \Omega, 120\ \Omega, 240\ \Omega\}$ ， $C = 3400\ \mu\text{F}$ 。控制器和观测器的参数分别设置为： $K_{pv} = 0.06$ ， $K_{iv} = 0.2$ ， $\beta = 0.02$ ， $K_{ldo} = \{20, 40, 80\}$ 。图3-3显示了在特定负载下状态响应随着 K_{ldo} 增加的变化情况，其中负载取为 $R_L = 180\ \Omega$ ， K_{ldo} 取为 $\{20, 40, 80\}$ 。可以看到 K_{ldo} 越大，系统状态收敛越快。图3-4显示了特定 K_{ldo} 时状态响应随着负载阻值增加的变化情况，其中 $K_{ldo} = 40$ ，负载取为 $R_L = \{180\ \Omega, 120\ \Omega, 240\ \Omega\}$ 。可以看到，

负载阻值越大，系统状态收敛越快。

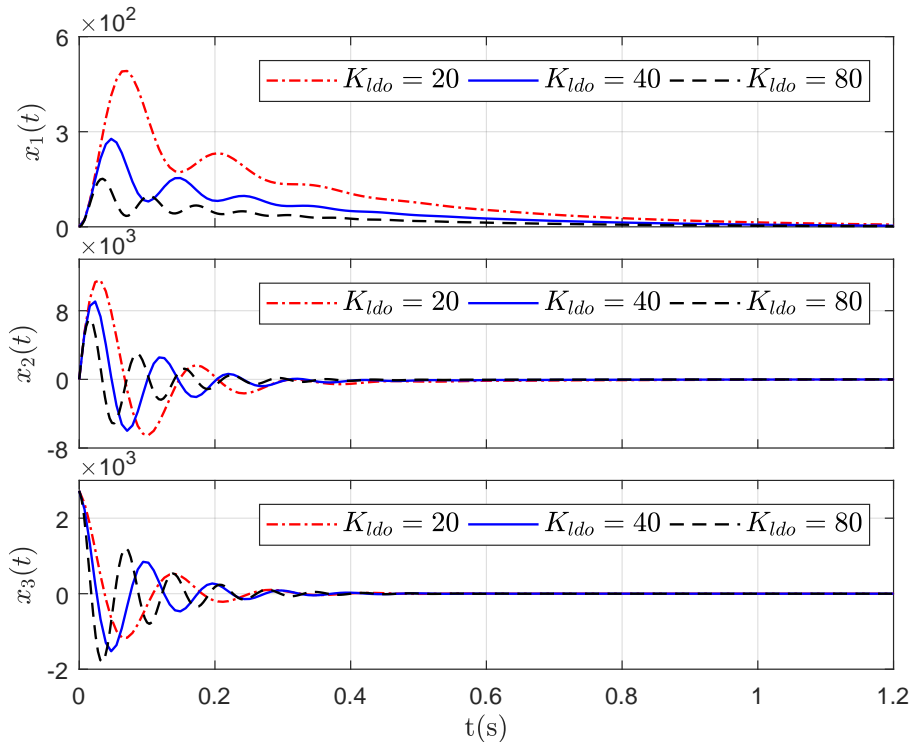


图 3-3 K_{ldo} 取不同值时的状态响应 ($R_L = 180 \Omega$)

Fig. 3-3 State response with different K_{ldo} ($R_L = 180 \Omega$)

注解 3.2 LDO-PI之所以比传统PI具有更好的抗干扰性能，是因为干扰观测器实时监测着负载干扰，当负载发生变化时，干扰观测器能够跟踪上它然后将负载值补偿到前向通路的控制器。与此形成对比的是，传统的PI控制不能预先知晓负载扰动，它只能在扰动对参考值造成影响后才开始产生控制力。综上所述，增加干扰观测器就相当于拥有了对扰动的预先控制，它直接抑制负载带来的影响，而不是像传统PI控制被动地接受扰动产生的影响然后再进行控制。

3.4 实验验证

从上述内容从理论上说明了LDO-PI比传统PI有更好的控制性能，本小节对LDO-PI进行实验验证，检验其在实际应用中的有效性。

3.4.1 实验硬件及参数设置

图3-5为实验硬件装置，包括一个5kW联网三相两电平功率变换器，一个控制柜，负载电阻和示波器、电能质量分析仪等测量装置。控制算法在数字信号数理

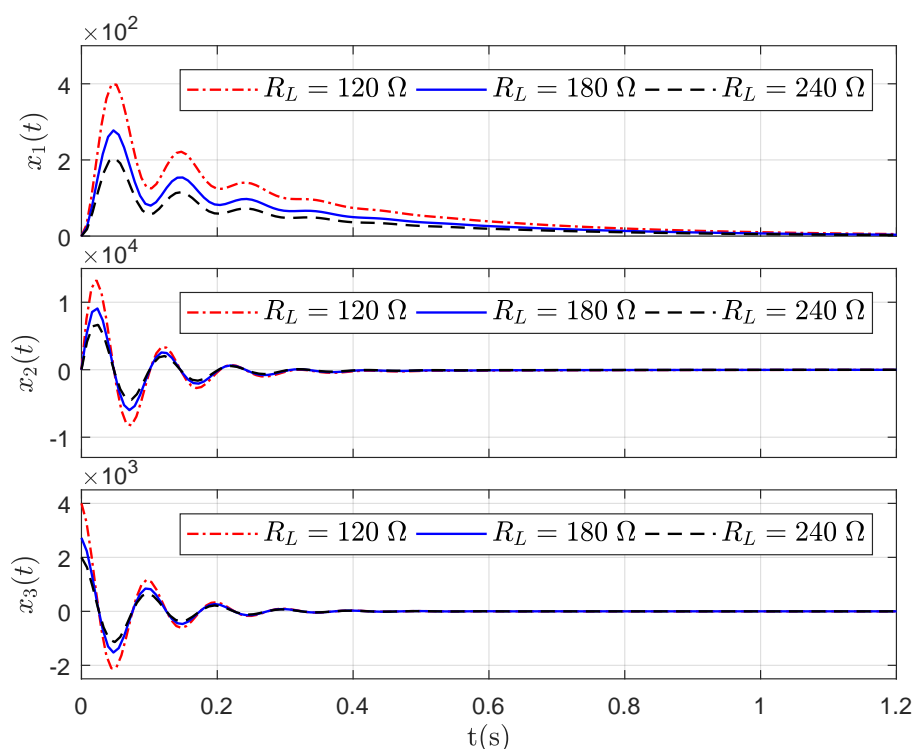


图 3-4 不同负载下的状态响应 ($K_{ido} = 40$)

Fig.3-4 State response under different loads with ($K_{ido} = 40$)

器DSP TMS320F28335中运行，控制软件的设计过程见附录A。

图3-6和图3-7分别为电网电压的波形和谐波分布情况，可以看出电网电压存在一定的畸变水平和不平衡度。这将影响最终的电流谐波情况，因为在电流跟踪环没有考虑补偿策略。

表3-1为系统参数，可以看到，采用了三个负载电阻和两个直流电容来提供不同的工况。负载干扰类型为阻性负载，负载电阻将在随机的一个时间接入到直流端，形成一个负载阶跃。无功功率参考值设置为0 VAr以实现单位功率因数。表3-2、3-3为控制器参数，根据一个标称工况选取，即 $R_L = 180 \Omega$ ， $C = 3400 \mu\text{F}$ 。设置标称工况是合理的，因为在设计一个电力系统时，需要设置一个标称工作点。

3.4.2 实验结果分析

(1) 标称工况 ($R_L = 180 \Omega$, $C = 3400 \mu\text{F}$)

标称工况下的负载功率为中等水平，约2.7 kW。

图3-8为直流链路电压响应，包括LDO-PI ($K_{ido} = 20, 40, 80$) 和传统PI控制。可以看到，不论 K_{ido} 取上述三个值的任意一个，变换器在LDO-PI下能获得更好

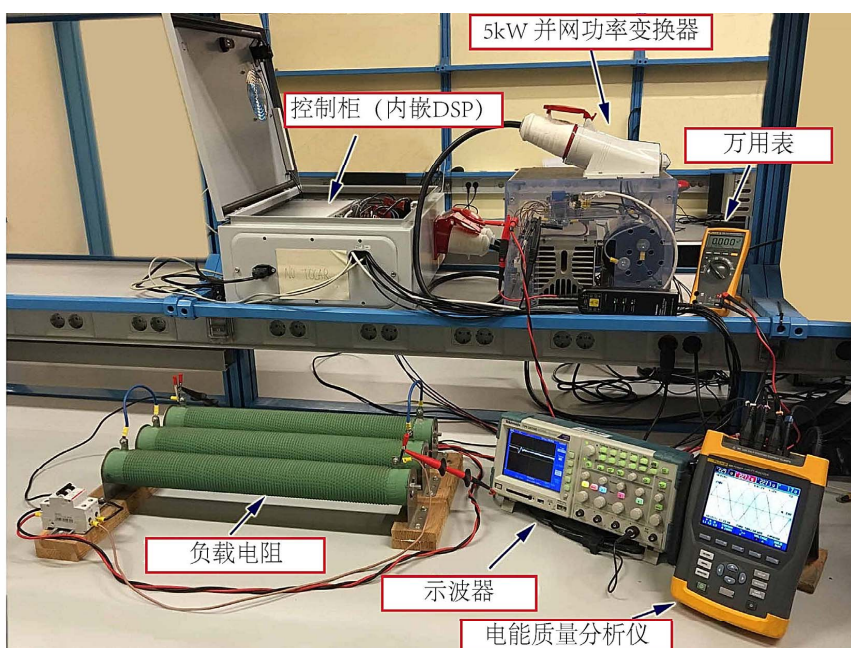


图 3-5 实验硬件装置

Fig.3-5 Experiment hardware setup

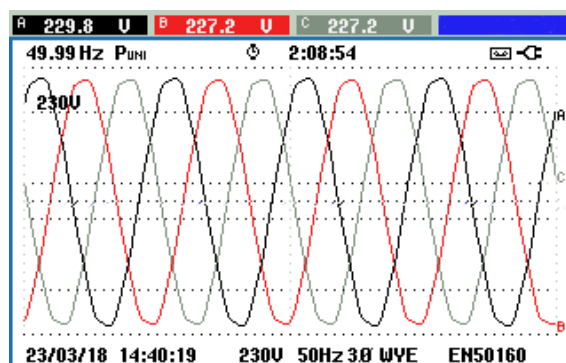


图 3-6 电网电压波形

Fig.3-6 Grid voltage waveform

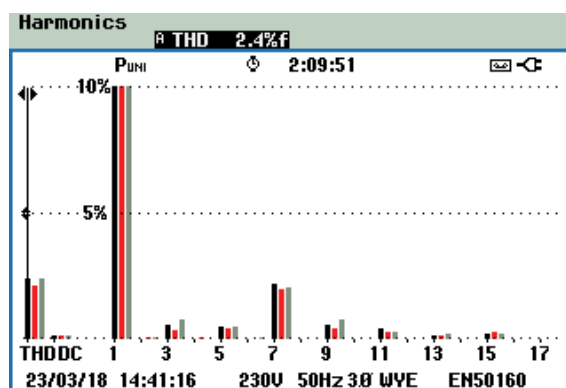


图 3-7 电网电压谐波分布

Fig.3-7 Harmonic spectrum of the grid voltage

表 3-1 系统参数

Table3-1 Plant parameters

参数	数值	描述
f_s	20	采样频率 (kHz)
f_{sw}	10	开关频率 (kHz)
R_L	{180, 120, 240}	负载电阻 (Ω)
C	{3400, 1700}	直流输出电容 (μF)
L	15	滤波电感 (mH)
f	50	电网频率 (Hz)
v_{abc}	400	电网线电压 (V)
V_{dc}^*	700	直流输出电压参考值 (V)

表 3-2 电压调节环控制器参数

Table3-2 Controller parameters of voltage regulation loop

PI控制	LDO-PI
$K_{pv} = 0.06$	$K_{pv} = 0.06$
$K_{iv} = 0.8$	$K_{iv} = 0.2$
	$\beta = 0.02$
	$K_{ldo} = \{20, 40, 80\}$

表 3-3 电流跟踪环控制器参数

Table3-3 Controller parameters of current tracking loop

d 轴	q 轴
$K_{pid} = 15$	$K_{piq} = 15$
$K_{ild} = 400$	$K_{ilq} = 400$

的性能。当负载接入后，相比与传统PI，LDO-PI可以获得更小的直流电压压降和更短的过渡时间（这里的过渡时间定义为直流电压到达稳态区域内，即参考值 $\pm 1\%$ ）。在干扰观测器的作用下，系统的暂态性能有了明显的提高，直流电压压降减小了一半以上，过渡时间也缩短了一半以上。

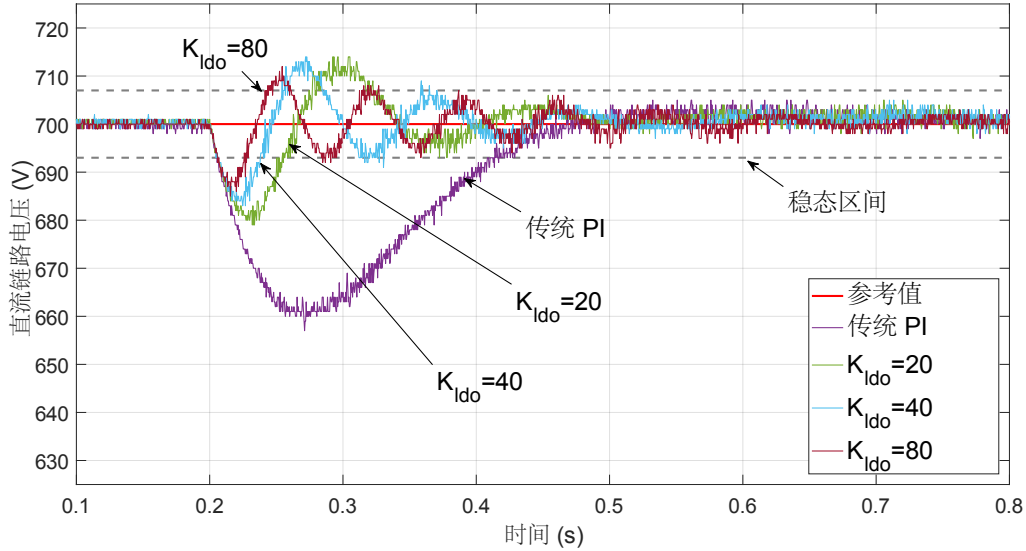


图 3-8 标称工况下的直流链路电压响应 ($R_L = 180 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$)

Fig.3-8 V_{dc} response of nominal power case ($R_L = 180 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$)

同时，LDO-PI作用下的电流总谐波畸变与传统PI控制的相似。更重要的是，可以注意到 K_{ldo} 越大，过渡过程越快，这与前面的理论分析吻合。

图3-9为LDO-PI ($K_{ldo} = 80$) 和传统PI作用下的电网电流谐波分布，可以看到LDO-PI维持了相似的谐波分布和总畸变水平。 $K_{ldo} = 20$ 和 $K_{ldo} = 40$ 也能得到类似的谐波情况，在此略去。

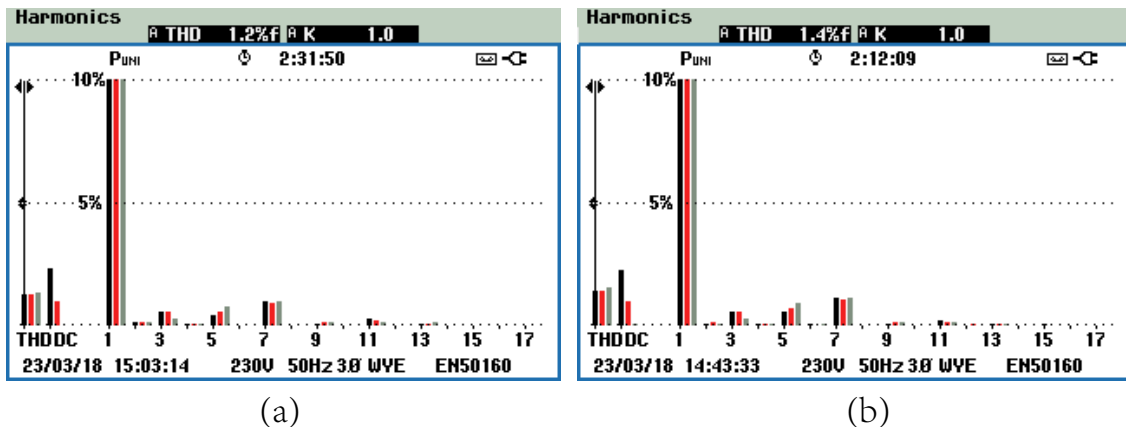


图 3-9 标称工况下的电流谐波分布 ($R_L = 180 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$): LDO-PI ($K_{ldo} = 80$)

Fig.3-9 Obtained current harmonic spectrum with $R_L = 180 \Omega$ and $C = 3400 \mu\text{F}$: LDO-PI

(2) 小电容工况 ($R_L = 180 \Omega$, $C = 1700 \mu\text{F}$)

考虑到实际应用中，直流链路电容的容值也会发生变化。因此在这个工况下，将标称工况中的大电容替换成电容值减半的小电容，以检验LDO-PI是否对电容变化具有鲁棒性。

如图3-10所示，此工况下的实验结果与标称工况的结果一致，LDO-PI在直流电压过渡过程中表现出了比传统PI的明显优势，即直流电压压降和过渡时间均减小了一半以上，同时又能维持较低的电流畸变水平。此工况下的电流谐波分布与标称工况下的类似，在此略去。

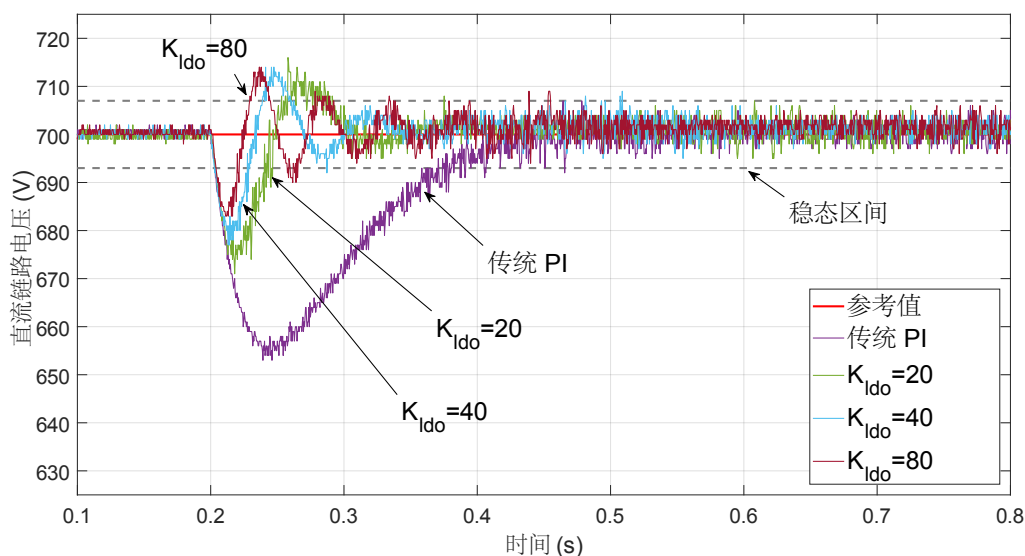


图 3-10 标称工况下电容下降时的直流链路电压响应 ($R_L = 180 \Omega$, $C = 1700 \mu\text{F}$)

Fig.3-10 V_{dc} response of nominal power case with reduced capacitor ($R_L = 180 \Omega$, $C = 1700 \mu\text{F}$)

上述结果表明，LDO-PI对电容值大范围变化具有鲁棒性。

更重要的是，比较图3-8和图3-10，可以看到，LDO-PI下小电容工况的直流电压响应仍然要比传统PI作用下标称工况的有明显优势，表现在小得多的电压压降和少得多的过渡时间。因此可以得出结论，即使直流端电容的容值大幅减小，LDO-PI仍然可以获得比传统PI更好的性能。因此，若采用LDO-PI，变换器可以采用较小容值的直流电容，从而降低变换器的重量、体积和成本。

(3) 大负载工况 ($R_L = 120 \Omega$, $C = \{3400, 1700\} \mu\text{F}$)

如前文所述，在实际应用中，负载干扰会在大范围内变化。这部分将检验LDO-PI在外界负载高于标称工况时的性能，此时负载提升到约4kW。

如图3-11和图3-12所示，LDO-PI在大负载工况下保持了控制性能，并且显示了比传统PI有明显的性能提升。与标称工况相比，由于电气惯量增大，大负载工

况下的电压暂态响应要更慢一些。在此工况下，LDO-PI和传统PI控制的电流畸变水平基本一样，均为1.2%，所获得的谐波分布也与标称工况的相似，因而略去。

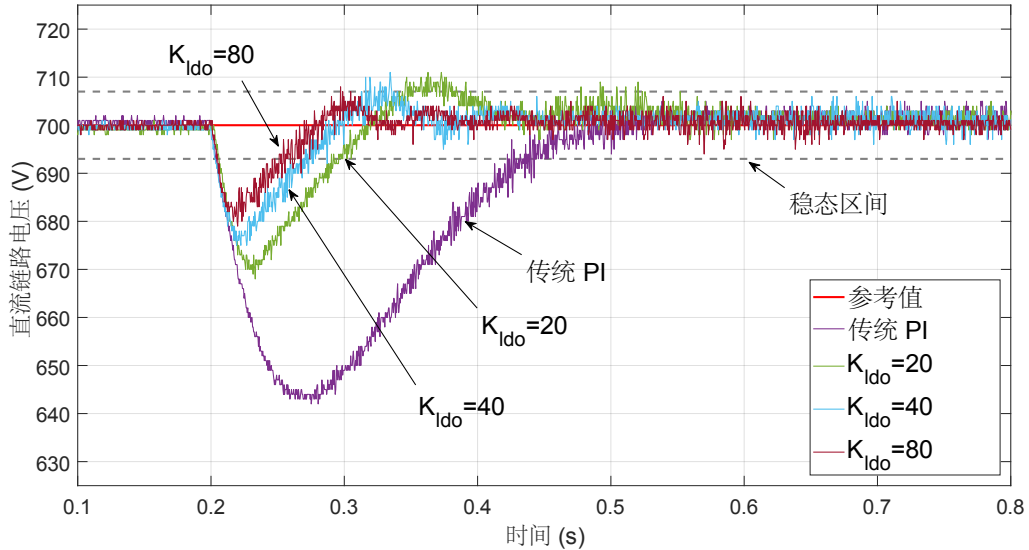


图 3-11 大负载工况下的直流链路电压响应 ($R_L = 120 \Omega, C = 3400 \mu F$)

Fig.3-11 V_{dc} response of nominal power case ($R_L = 120 \Omega, C = 3400 \mu F$)

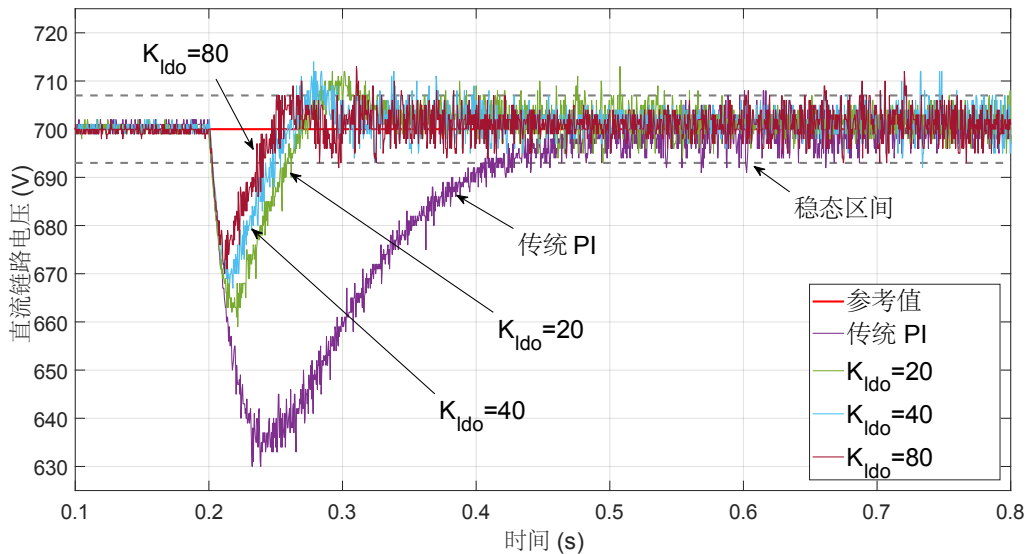


图 3-12 大负载工况下电容下降时的直流链路电压响应 ($R_L = 120 \Omega, C = 1700 \mu F$)

Fig.3-12 V_{dc} response of nominal power case with reduced capacitor ($R_L = 120 \Omega, C = 1700 \mu F$)

(4) 小负载工况 ($R_L = 240 \Omega, C = \{3400, 1700\} \mu F$)

实际应用中，负载干扰有时会比标称负载要小。这小节将检验LDO-PI在外界负载低于标称工况时的性能，此时负载降低至约2 kW。

从图3-13和图3-14可以看出，LDO-PI在小负载工况下同样保持了控制性能。由于负载功率降低，直流电压暂态响应比标称工况时要快。跟前几个工况一样，

LDO-PI显示了比传统PI极为明显的性能提升。与前面一样，LDO-PI和传统PI作用下的电流畸变水平（约1.6%）和谐波分布情况基本一样。

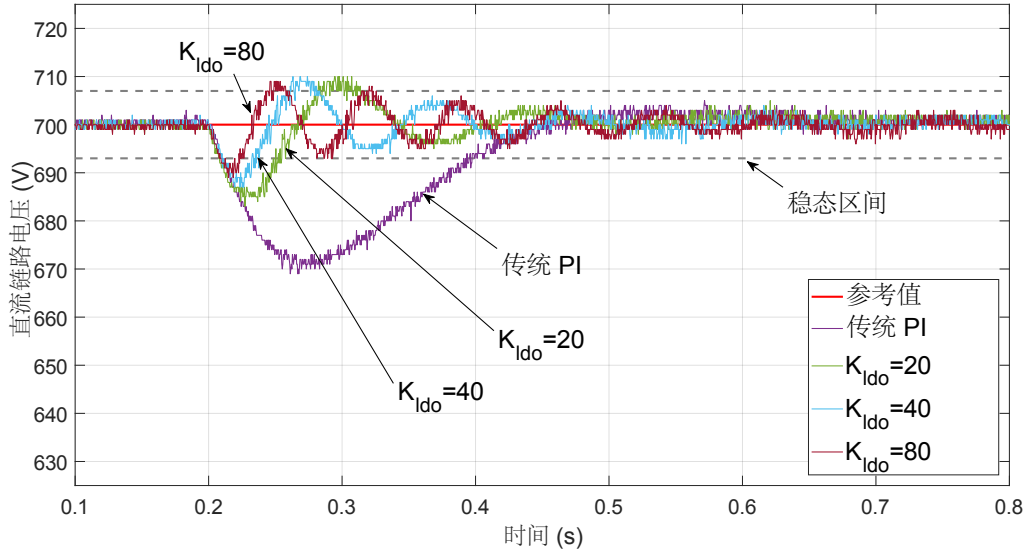


图 3-13 小负载工况下的直流链路电压响应 ($R_L = 240 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$)

Fig.3-13 V_{dc} response of nominal power case ($R_L = 240 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$)

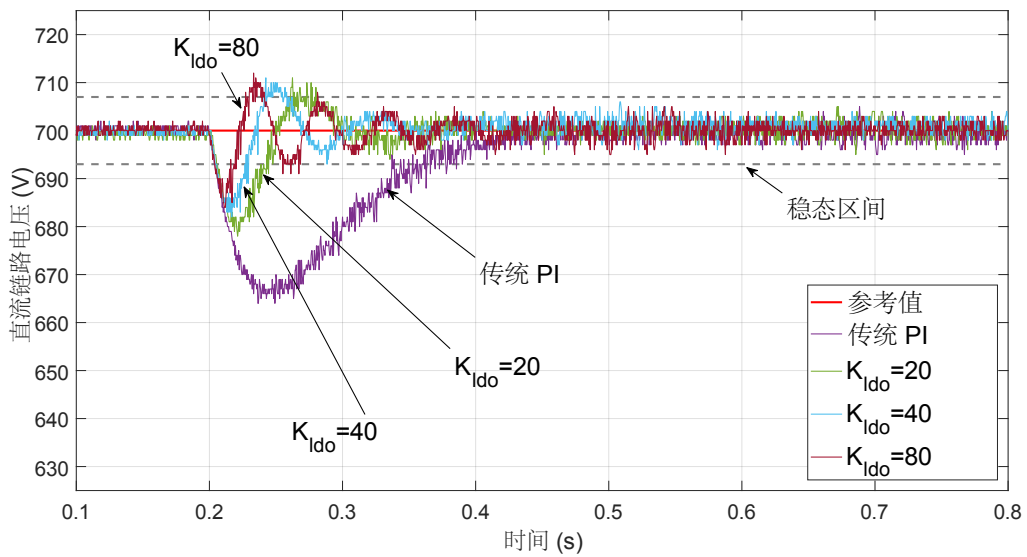


图 3-14 小负载工况下电容下降时的直流链路电压响应 ($R_L = 240 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

Fig.3-14 V_{dc} response of nominal power case with reduced capacitor ($R_L = 240 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

所有的实验结果都汇总在表3-4和表3-5。

3.5 本章小结

本章研究了联网三相两电平功率变换器的直流链路电压调节问题。在电压调

表 3-4 标称电容时的实验结果汇总

Table3-4 Summary of experiment results with nominal capacitor

负载	控制器	V_{dc} 压降	V_{dc} 过冲	过渡时间	电流THD
$R_L = 180 \Omega$	PI控制	41 V	0 V	260 ms	1.4 %
	$K_{ldo} = 20$	21 V	13 V	190 ms	1.4 %
	$K_{ldo} = 40$	18 V	12 V	120 ms	1.5 %
	$K_{ldo} = 80$	15 V	10 V	70 ms	1.2 %
$R_L = 120 \Omega$	PI控制	58 V	0 V	280 ms	1.1 %
	$K_{ldo} = 20$	31 V	10 V	200 ms	1.2 %
	$K_{ldo} = 40$	25 V	8 V	140 ms	1.2 %
	$K_{ldo} = 80$	20 V	6 V	80 ms	1.2 %
$R_L = 240 \Omega$	PI控制	32 V	0 V	250 ms	1.6 %
	$K_{ldo} = 20$	16 V	10 V	120 ms	1.5 %
	$K_{ldo} = 40$	14 V	10 V	100 ms	1.6 %
	$K_{ldo} = 80$	11 V	9 V	60 ms	1.3 %

表 3-5 小电容时的实验结果汇总

Table3-5 Summary of experiment results with small capacitor

负载	控制器	V_{dc} 压降	V_{dc} 过冲	过渡时间	电流THD
$R_L = 180 \Omega$	PI控制	48 V	0 V	220 ms	1.3 %
	$K_{ldo} = 20$	26 V	16 V	100 ms	1.3 %
	$K_{ldo} = 40$	23 V	14 V	80 ms	1.3 %
	$K_{ldo} = 80$	18 V	14 V	60 ms	1.3 %
$R_L = 120 \Omega$	PI控制	67 V	0 V	260 ms	1.1 %
	$K_{ldo} = 20$	40 V	13 V	120 ms	1.1 %
	$K_{ldo} = 40$	33 V	13 V	100 ms	1.2 %
	$K_{ldo} = 80$	29 V	10 V	60 ms	1.1 %
$R_L = 240 \Omega$	PI控制	35 V	0 V	200 ms	1.4 %
	$K_{ldo} = 20$	22 V	9 V	80 ms	1.6 %
	$K_{ldo} = 40$	18 V	11 V	70 ms	1.6 %
	$K_{ldo} = 80$	16 V	11 V	60 ms	1.5 %

节环，设计了改进型线性干扰观测器（LDO），用于估计外界干扰的值并将干扰估计值补偿到PI控制器中。在给出了干扰观测器的表达式后，对电压调节环进行了全闭环系统分析，从理论上验证了LDO-PI的有效性和先进性。相比于第二章的线性观测器，本章所设计的线性干扰有两个参数，一个用于维持稳态THD，另一个用于保证更好的暂态响应。建立了包含控制器和观测器的闭环模型，并基于此分析了系统的稳定性和状态响应。可以看到，只要 $K_{ldo} \geq 1$ ，系统就是稳定的，而且当 K_{ldo} 增大或者当负载干扰减小时，系统响应速度加快。为了测试LDO-PI在实际应用中的控制性能，在一台5kVA的联网功率变换器上进行了实验验证。采用了三个不同阻值的负载和两个不同容值的直流电容，组合成不同的运行工况，以测试LDO-PI的鲁棒性能。理论分析和实验验证结果表明：（1）LDO-PI对负载变化和直流端电容变化均具有鲁棒性；（2）LDO-PI比传统PI控制器具有较大的优越性；（3）观测器的参数越大，暂态过程越快，同时又不影响系统稳态时的电流畸变水平；（4）LDO-PI在较小直流电容时也能获得比传统PI在较大直流电容时更好的控制性能，采用LDO-PI可以使功率变换器采用更小的直流电容，从而降低功率变换器的重量、体积和成本。在下一章中，将研究非线性的改进型滑模干扰观测器对于功率变换器的直流链路电压调节性能的提升作用。

第4章 基于改进型滑模干扰观测器的直流电压调节

4.1 引言

在第二章的仿真结果中，可以看到二阶滑模观测器的干扰观测性能最好，能够为滑模控制器提供最佳的补偿效果。即便如此，它也存在与第二章的线性观测器同样的缺点，即，如果需要加快对干扰的观测速度，就需要增加它的观测器参数，从而导致更高的稳态电流谐波畸变水平。借鉴第三章的思路，本章提出了一种改进型滑模观测器，该滑模观测器具有以下特点：

- 与第二章的滑模观测器相比，改进的滑模观测器新增加了一个调节参数，用于提升系统的暂态响应而不影响系统的稳态性能，原有的两个参数则用于保持系统的稳态性能。这样有利于缩短系统受到扰动之后的过渡时间，同时又能够维持较低水平的电网电流谐波畸变水平。
- 与第三章的改进型线性干扰观测器相比，非线性的改进型滑模观测器具有更快的收敛速度和对系统不确定性的鲁棒性能。

在本章中，设计了基于改进型滑模观测器的滑模控制策略，用于调节联网三相两电平功率变换器的直流链路电压。在电压调节环，改进型滑模观测器（SMO）补偿所采用的超螺旋滑模控制器。该滑模观测器用于估计突然接入直流链路并引起电压波动的负载值。负载估计值将用于补偿电压调节环的控制器，因此电压调节环对外部负载干扰有更强的鲁棒性，从而大大降低负载对系统的扰动效应。

本章通过Lyapunov方法证明了SMO-SMC控制下电压调节环的稳定性，并且通过仿真证明了此控制策略的有效性和优越性，并进一步在一个5 kW的实际联网功率变换器上进行了实验。实验结果表明，SMO-SMC控制策略与传统PI控制策略相比，显著提升了电压调节环的控制性能，而且对由于外部负载变化和直流输出电容容值变化所引起的工作点变动具有更强的鲁棒性。

4.2 控制策略

与前一章一样，本章采用电压定向控制串联控制结构。图4-1为电压调节环的结构，与上一章不同的是，本章的控制器采用的是超螺旋滑模控制器，观测器采用的是改进后的滑模观测器。本章主要关注于电压调节环的控制性能提升，因此电流跟踪环采用传统PI控制器。

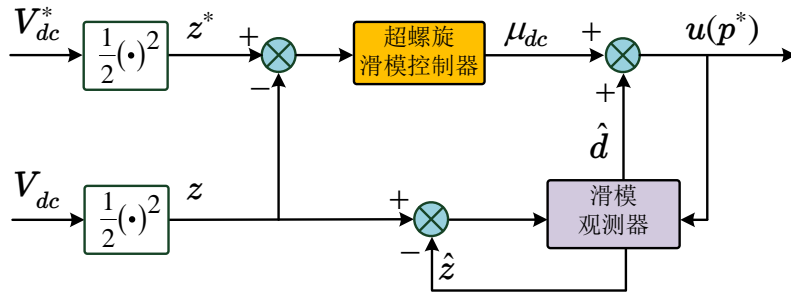


图 4-1 电压调节环：基于滑模观测器的超螺旋滑模控制

Fig.4-1 Voltage regulation loop: super-twisting SMC based on SMO

4.2.1 电压调节环

图4-1为电压调节环的控制结构图，包括两个主要部分，即前向通路的超螺旋滑模控制器和用于估计外界干扰值的滑模观测器。 μ_{dc} 为超螺旋滑模控制器输出信号， \hat{d} 为滑模观测器信号， u 为电压调节环最终输出控制信号。与第三章一样，结合式(2-16)，(2-17)以及相关定义，可以得到如下电压调节环动态方程：

$$C\dot{z} = u - d = \mu_{dc} + \hat{d} - d, \quad (4-1)$$

其中 μ_{dc} 为滑模控制器输出的信号， \hat{d} 为滑模观测器估计的干扰值。将电压调节环的误差信号定义如下：

$$e = z^* - z, \quad (4-2)$$

则超螺旋滑模控制器可以设计为^[57]：

$$\mu_{dc} = \lambda_c |e|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e) + \alpha_c \int_0^t \text{sign}(e) dt. \quad (4-3)$$

4.2.2 滑模干扰观测器

将滑模干扰观测器设计如下：

$$\begin{cases} C\dot{\hat{z}} = K_o(u + f(\hat{e})), \\ \hat{e} = z - \hat{z}, \end{cases} \quad (4-4)$$

其中 \hat{z} 为 z 的估计值， \hat{e} 为观测误差， K_o 为观测器外部参数， $f(\hat{e})$ 为观测器校正项，该校正项采用如下二阶滑模的形式：

$$f(\hat{e}) = \lambda_o |\hat{e}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\hat{e}) + \alpha_o \int_0^t \text{sign}(\hat{e}) dt, \quad (4-5)$$

其中 λ_o 和 α_o 为观测器内部参数。可以看出，观测器的动态由 K_o 、 λ_o 和 α_o 共同决定，任意增大其中一个，观测器动态都会加快。

因此观测误差动态可以表示为：

$$C\dot{\hat{e}} = (1 - K_o)u - K_o f(\hat{e}) - d. \quad (4-6)$$

根据式(4-4), \hat{z} 将收敛至 z , 使得 $\hat{e} = 0$ 且 $\dot{\hat{e}} = 0$ 。基于式(4-1), 可知在稳态时 $u = d$ 。因此, 从式(4-6)可以看出稳态时 $d = -f(\hat{e})$ 。基于上述情况, 外界干扰可以按下式估计:

$$\hat{d} = -f(\hat{e}). \quad (4-7)$$

注解 4.1 上式(4-7)表示干扰的估计值仅依赖于 λ_o 和 α_o 。考虑到在系统稳态时, \hat{d} 是控制信号 u 的主要组成部分, 因此对于相同的 λ_o 和 α_o , 电流畸变水平也会一样。引入 K_o 的目的在于加快 \hat{z} 的动态, 即 K_o 越大, z 越快被准确估计, 进而干扰也被越快准确地估计, 从而加快系统的收敛速度。此观测器的优点在于, K_o 可以用于加快系统的暂态过程, 而 λ_o 和 α_o 可以采用较小值从而保持较低的电流畸变水平。

4.2.3 电压调节环稳定性分析

稳定性分析包括两个部分, 即控制器稳定性分析和干扰观测器稳定性分析。

(1) 控制器稳定性分析

假设 z^* 为恒定值, 根据式(4-1)-(4-2), 控制器的误差动态可以写成

$$C\dot{e} = -\mu_{dc} - \hat{d} + d, \quad (4-8)$$

进而根据式(4-3)改写为

$$\begin{aligned} C\dot{e}_1 &= -\lambda_c |e_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_1) + e_2, \\ \dot{e}_2 &= -\alpha_c \text{sign}(e_1) + h(t), \end{aligned} \quad (4-9)$$

其中 $h(t) = \dot{d} - \hat{d}$, 且假定其有界, 即 $|h(t)| \leq \delta$ 。

注解 4.2 这个假设基于以下两点: (1) \dot{d} 是有界的, 原因是直流端存在的电容使得负载只能连续地变化; (2) \hat{d} 也是有界的, 因为观测器的状态会在有限时间内收敛到原点, 这将在后面证明。值得一提的是, 由于具有有限时间收敛性, 分离原则可以适用, 即, 控制器和观测器各自的收敛性可以保证整个系统的收敛性。

定理 4.1 如果 $|h(t)| \leq \delta$ 且控制器参数满足

$$\lambda_c > 0, \quad \alpha_c > 3\delta + 2\left(\frac{\delta}{\lambda_c}\right)^2, \quad (4-10)$$

则控制器状态能在有限时间内收敛到原点, 且收敛时间最多为 $T = \frac{2V^{\frac{1}{2}}(e_0)}{\gamma}$ 单位时间,

其中 e_0 为控制器的初始状态, $\gamma = \frac{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{P\} \min\{\lambda_{\min}\{\bar{Q}_1\}, \lambda_{\min}\{\bar{Q}_2\}\}}{\lambda_{\max}\{P\}}$, 其中

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\alpha_c + \lambda_c^2 - \lambda_c & \\ & -\lambda_c & 2 \end{bmatrix},$$

$$\bar{Q}_1 = \frac{\lambda_c}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_c + \lambda_c^2 - 2\delta - \lambda_c - \frac{2\delta}{\lambda_c} & \\ & -\lambda_c - \frac{2\delta}{\lambda_c} & 1 \end{bmatrix},$$

$$\bar{Q}_2 = \frac{\lambda_c}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_c + \lambda_c^2 - 2\delta - \lambda_c + \frac{2\delta}{\lambda_c} & \\ & -\lambda_c + \frac{2\delta}{\lambda_c} & 1 \end{bmatrix}.$$

证明：为系统(4-9)构造如下Lyapunov函数：

$$V(e) = 2\alpha_c|e_1| + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}(\lambda_c|e_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(e_1) - e_2)^2.$$

定义 $\xi^T = [|e_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(e_1), e_2]$ ，则 $V(e) = \xi^T P \xi$ 。需要注意的是， $V(e)$ 在 $e_1 = 0$ 连续但不可导，但下式成立：

$$\lambda_{\min}\{P\}\|\xi\|_2^2 \leq V(e) \leq \lambda_{\max}\{P\}\|\xi\|_2^2,$$

其中 $\lambda_{\min}\{P\}$ 和 $\lambda_{\max}\{P\}$ 分别表示矩阵 P 的最小和最大特征值。 $\|\xi\|_2^2 = |e_1| + e_2^2$ 为 ξ 的欧氏范数。因此 V 的导数为：

$$\dot{V} = -\frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T Q \xi + h(t)q^T \xi,$$

其中，

$$Q = \frac{\lambda_c}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_c + \lambda_c^2 - \lambda_c & \\ & -\lambda_c & 1 \end{bmatrix}, \quad q = \begin{bmatrix} -\lambda_c \\ 2 \end{bmatrix}.$$

可以推导出：

$$h(t)q^T \xi \leq \max\left\{\frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T Q_{h1}\xi, \frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T Q_{h2}\xi\right\},$$

其中，

$$Q_{h1} = \begin{bmatrix} \lambda_c \delta & \delta \\ \delta & 0 \end{bmatrix}, \quad Q_{h2} = \begin{bmatrix} \lambda_c \delta & -\delta \\ -\delta & 0 \end{bmatrix}.$$

因此，

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \max\left\{-\frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T (Q - Q_{h1})\xi, -\frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T (Q - Q_{h2})\xi\right\} \\ &= \max\left\{-\frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T \bar{Q}_1 \xi, -\frac{1}{|e_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T \bar{Q}_2 \xi\right\}. \end{aligned}$$

可以看出，如果 $\lambda_c > 0, \alpha_c > 3\delta + 2(\frac{\delta}{\lambda_c})^2$ ，则 \bar{Q}_1 正定，同时，如果 $\lambda_c > 0, \alpha_c > -\delta + 2(\frac{\delta}{\lambda_c})^2$ ，则 \bar{Q}_2 正定。因此，只要满足条件(4-10)， \dot{V} 就是负定的。

根据文献[123]中的推论，可以推断，控制器的状态经过最多 $T = \frac{2V^{\frac{1}{2}}(e_0)}{\gamma}$ 单位

时间后收敛到原点, 其中 $\gamma = \frac{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{P\}\min\{\lambda_{\min}\{\bar{Q}_1\}, \lambda_{\min}\{\bar{Q}_2\}\}}{\lambda_{\max}\{P\}}$ 。 \square

(2) 观测器稳定性分析

结合式(4-6)和(4-7), 观测误差动态可以写成

$$C\dot{\hat{e}} = (1 - K_o)\mu_{dc} - f(\hat{e}) - d, \quad (4-11)$$

进而可以改写为

$$\begin{aligned} C\dot{\hat{e}}_1 &= -\lambda_o|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\hat{e}_1) + \hat{e}_2, \\ \dot{\hat{e}}_2 &= -\alpha_o\text{sign}(\hat{e}_1) + \hat{h}(t), \end{aligned} \quad (4-12)$$

其中 $\hat{h}(t) = (1 - K_o)\dot{\mu}_z - \dot{d}$ 。正如前面所分析的, e 将在有限时间内收敛, 因此 $\dot{\mu}_z$ 有界, 所以 $\hat{h}(t)$ 也存在某个上界值 $\hat{\delta}$ 。

为系统(4-12)构造如下Lyapunov函数:

$$\hat{V}(\hat{e}) = 2\alpha_c|\hat{e}_1| + \frac{1}{2}\hat{e}_2^2 + \frac{1}{2}(\lambda_c|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\hat{e}_1) - \hat{e}_2)^2.$$

则 \hat{V} 的导数为:

$$\dot{\hat{V}} = -\frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T \hat{Q} \hat{\xi} + \hat{h}(t)\hat{q}^T \hat{\xi},$$

其中,

$$\hat{Q} = \frac{\lambda_o}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_o + \lambda_o^2 - \lambda_o & \\ & -\lambda_o & 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{q} = \begin{bmatrix} -\lambda_o \\ 2 \end{bmatrix},$$

可以推导出:

$$\hat{h}(t)\hat{q}^T \hat{\xi} \leq \max\left\{\frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T \hat{Q}_{h1}\hat{\xi}, \frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T \hat{Q}_{h2}\hat{\xi}\right\},$$

其中,

$$\hat{Q}_{h1} = \begin{bmatrix} \lambda_o\hat{\delta} & \hat{\delta} \\ \hat{\delta} & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{Q}_{h2} = \begin{bmatrix} \lambda_o\hat{\delta} & -\hat{\delta} \\ -\hat{\delta} & 0 \end{bmatrix}.$$

因此,

$$\begin{aligned} \dot{\hat{V}} &\leq \max\left\{-\frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T (\hat{Q} - \hat{Q}_{h1})\hat{\xi}, -\frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T (\hat{Q} - \hat{Q}_{h2})\hat{\xi}\right\} \\ &= \max\left\{-\frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T \hat{Q}_1\hat{\xi}, -\frac{1}{|\hat{e}_1|^{\frac{1}{2}}}\hat{\xi}^T \hat{Q}_2\hat{\xi}\right\}. \end{aligned}$$

其中,

$$\hat{Q}_1 = \frac{\lambda_o}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_o + \lambda_o^2 - 2\hat{\delta} - \lambda_o - \frac{2\hat{\delta}}{\lambda_o} & \\ & -\lambda_o - \frac{2\hat{\delta}}{\lambda_o} & 1 \end{bmatrix},$$

$$\hat{Q}_2 = \frac{\lambda_o}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_o + \lambda_o^2 - 2\hat{\delta} - \lambda_o + \frac{2\hat{\delta}}{\lambda_o} \\ -\lambda_o + \frac{2\hat{\delta}}{\lambda_o} & 1 \end{bmatrix}.$$

可以看出, 如果 $\lambda_o > 0$, $\alpha_o > 3\hat{\delta} + 2(\frac{\hat{\delta}}{\lambda_o})^2$, 则 \hat{Q}_1 正定, 同时, 如果 $\lambda_o > 0$, $\alpha_o > -\hat{\delta} + 2(\frac{\hat{\delta}}{\lambda_o})^2$, 则 \hat{Q}_2 正定。因此, 只要满足条件

$$\lambda_o > 0, \quad \alpha_o > 3\hat{\delta} + 2\left(\frac{\hat{\delta}}{\lambda_o}\right)^2, \quad (4-13)$$

\hat{V} 就是负定的, 则观测器是稳定的, 且观测器状态能在有限时间内收敛到平衡点。

4.2.4 电流跟踪环

如前文所述, 本章重点关注的是直流链路电压的控制, 因此电流跟踪环采用与前一章一样的传统SRF-PI控制, 其控制框图参见图3-2, 其控制信号为:

$$\begin{cases} u_d = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_d + v_d + \omega L i_q), \\ u_q = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_q + v_q - \omega L i_d), \end{cases} \quad (4-14)$$

$$\text{其中} \begin{cases} \mu_d = K_{pid} + K_{ild} \int_0^t e_d dt \\ \mu_q = K_{piq} + K_{ilq} \int_0^t e_q dt \end{cases} \quad \text{且} \quad e_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix}.$$

4.3 仿真验证

仿真用的系统参数与和后一小节的实验中真实系统的参数保持一致。

表4-1为功率变换器的系统参数。直流链路电压参考值 V_{dc}^* 设为700V, 无功功率参考值 Q^* 设为0KVar以达到单位功率因数。负载干扰类型为阻性负载, 三个负载电阻($R_L = 180\Omega, 120\Omega$ 和 240Ω)和两个直流电容($C = 3400\mu\text{F}$ 和 $1700\mu\text{F}$)用于给变换器提供不同的运行条件。

表4-2、4-3为电压调节环和电流跟踪环的参数。为了体现所提出的基于滑模观测器的控制策略, 采用了传统的PI控制作为对比。上述控制器参数是基于一个标称运行条件调节的, 即 $R_L = 180\Omega$, $C = 3400\mu\text{F}$, 所得的控制器随后用于测试其它运行条件。为了表述简洁, 这里仅提供标称运行条件下的仿真结果。

本小节从两个方面验证SMO-SMC的先进性: (1) SMO-SMC和传统PI控制器均在标称条件下运行; (2) PI控制器运行条件不变, 而SMO-SMC运行在小电容条件下, 即 $R_L = 180\Omega$, $C = 1700\mu\text{F}$ 。控制性能通过在直流端加入阶跃负载扰动后

表 4-1 系统参数

Table4-1 Plant parameters

参数	数值	描述
v_{abc}	400	电网线电压 (V)
f	50	电网频率 (Hz)
L	15	滤波电感 (mH)
f_{sw}	10	开关频率 (kHz)
f_s	20	采样频率 (kHz)
V_{dc}^*	700	直流输出电压参考值 (V)
Q^*	0	无功功率参考值 (kVAr)
R_L	{180, 120, 240}	负载电阻 (Ω)
C	{3400, 1700}	直流输出电容 (μF)

表 4-2 电压调节环控制器参数

Table4-2 Controller parameters of voltage regulation loop

PI控制	SMO-SMC
$K_{pv} = 0.06$	$\lambda_c = 6$
$K_{iv} = 0.8$	$\alpha_c = 5$
	$K_o = 40$
	$\lambda_o = 10$
	$\alpha_o = 20$

表 4-3 电流跟踪环控制器参数

Table4-3 Controller parameters of current tracking loop

d 轴	q 轴
$K_{pid} = 15$	$K_{piq} = 15$
$K_{ild} = 400$	$K_{ilq} = 400$

的直流链路电压暂态响应来体现。

(1) 标称运行条件

如图4-2所示，在标称条件下，SMO-SMC显示了比传统PI控制非常明显的优势，表现在小得多的电压压降和短得多的暂态时间。

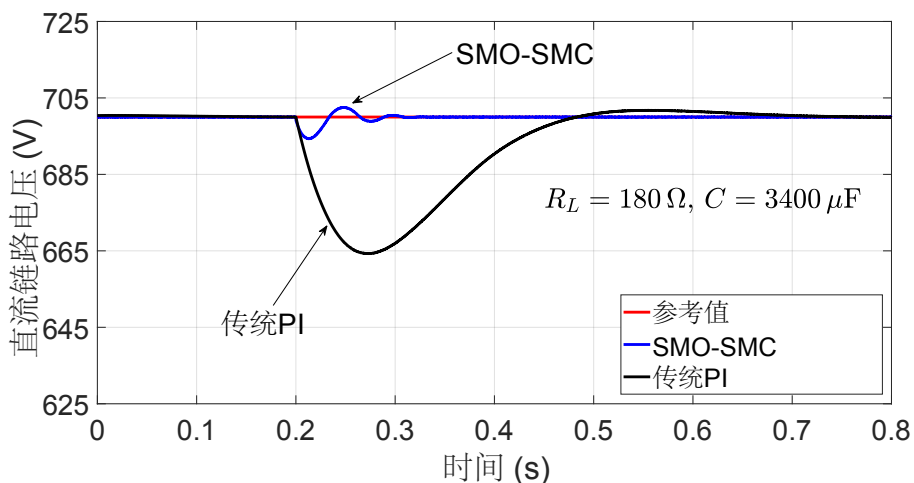


图 4-2 SMO-SMC的仿真验证：标称电容

Fig.4-2 Simulation verification of SMO-SMC: nominal capacitor

(2) 小电容运行条件

从图4-3可以看出，对于SMO-SMC，即使直流电容大幅降低，它仍然具有比传统PI好得多的控制性能。基于这个结果，对于功率变换器，若采用SMO-SMC，其直流电容可以大大减小而不影响其性能。这样，功率变换器的成本、体积和重量均可以降低。

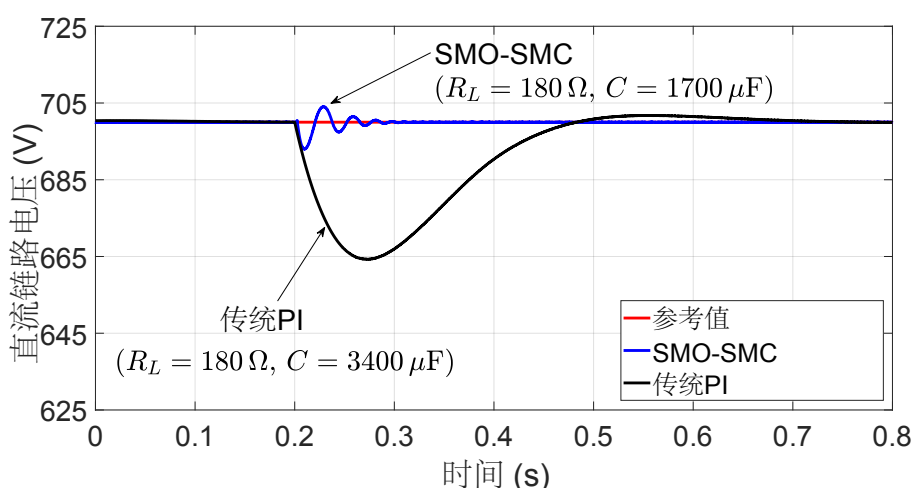


图 4-3 SMO-SMC的仿真验证：小电容

Fig.4-3 Simulation verification of SMO-SMC: small capacitor

4.4 实验验证

为了验证SMO-SMC在实际应用中的有效性，在一个5kW联网三相两电平PWM功率变换器上进行了一系列实验。与仿真部分一样，为了体现SMO-SMC的优越性，实验中也使用传统PI控制器作为对比。不仅如此，为了测试SMO-SMC的鲁棒性能，在进行了标称工况的实验之后，还在其它几种不同工况下进行了实验。

4.4.1 实验硬件及参数设置

本章采用的实验平台与上一章一样，见图3-5。变换器参数和控制器参数与上一节仿真过程的一致，分别见表4-1、表4-2和表4-3。图4-4为电网电压的波形及其谐波分布，可以看到电网电压存在一定程度上的畸变和不平衡，这将影响最终的电流谐波分布，因为在电流跟踪环没有考虑补偿措施。

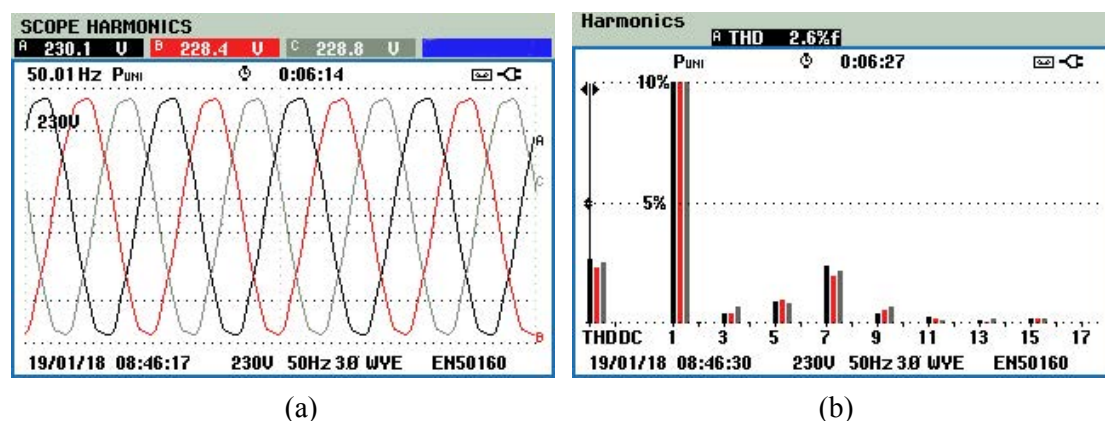


图 4-4 电网电压：(a) 波形；(b) 谐波分布

Fig.4-4 Grid voltage: (a) waveform; (b) harmonics spectrum

4.4.2 实验结果分析

(1) 标称工况 ($R_L = 180 \Omega$, $C = 3400 \mu\text{F}$)

在此工况下，外界负载为中等水平，约2.7kW。

图4-5为受到阶跃负载扰动后的直流链路电压暂态响应。可以看到，SMO-SMC表现得比传统PI控制好很多。SMO-SMC作用下的直流链路电压压降为10V，仅为PI控制作用下的1/4。把直流参考电压的1%作为稳态区域，即 $\pm 7\text{V}$ ，则SMO-SMC作用的电压过冲(5V)可以忽略。因此，SMO-SMC作用下的过渡时间

为40 ms，远小于PI控制器作用下的过渡时间（230 ms）。值得注意的是，图4-5的实验结果与前一节的仿真结果具有高度的一致性，因此仿真结果得到了实验验证，也可以看出，仿真模型准确地表达了联网变换器实际的物理系统，是可信的，可以用于指导实际系统的控制器设计。

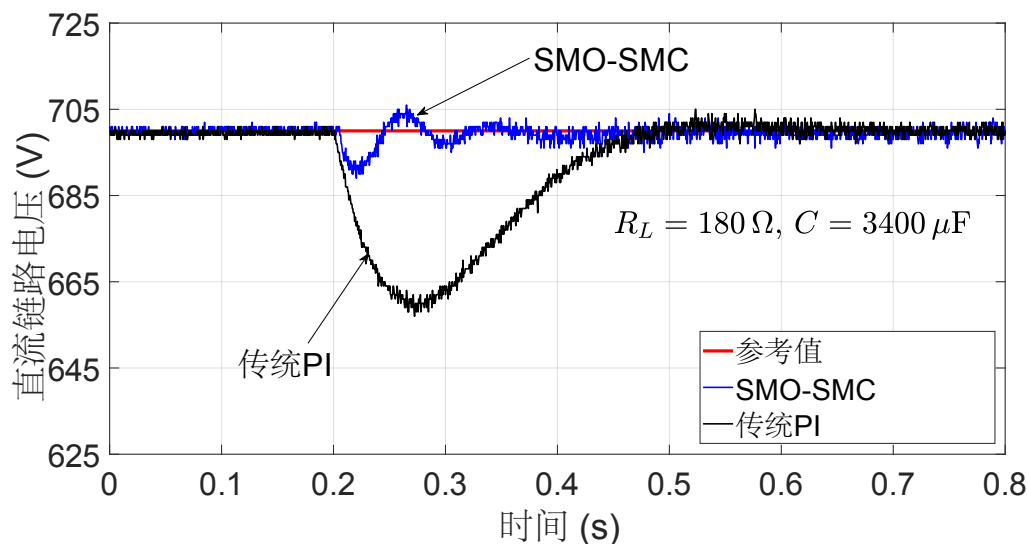


图 4-5 标称工况下的直流链路电压响应 ($R_L = 180 \Omega$, $C = 3400 \mu\text{F}$)

Fig.4-5 V_{dc} response of nominal power case ($R_L = 180 \Omega$, $C = 3400 \mu\text{F}$)

图4-6和图4-7为SMO-SMC和传统PI控制作用下所获得的电流谐波分布，可以看到，两种控制策略作用下的稳态电流谐波分量和总畸变水平基本一样。

从上述结果可以看出，与传统PI控制相比，SMO-SMC可以大大地提高直流链路电压的暂态响应，它能获得较小的电压压降和较短的过渡时间，同时又能维持较低的电流畸变水平。

(2) 小电容工况 ($R_L = 180 \Omega$, $C = 1700 \mu\text{F}$)

在这一小节，标称工况中的大电容替换成仅有一半容值的小电容，用以测试SMO-SMC对于电容变化的鲁棒性。

如图4-8所示，SMO-SMC对电容变化具有良好的鲁棒性，且在很大程度上优于PI控制。SMO-SMC作用下的电压压降仅为PI作用下的1/3，过渡时间仅为PI控制的1/10。与标称工况相比，两种控制器的压降均有增大，过渡时间变短，这是由于电容减小意味着电气惯量降低。

电容减小后的稳态电流畸变水平保持不变，电流谐波分布也与标称工况下的基本一样，在此略去。

对比SMO-SMC在小电容工况下和PI在标称工况下所得到的直流链路电压暂态响应，可以看到，SMO-SMC的性能在很大程度上优于PI控制，与前一节的仿真结

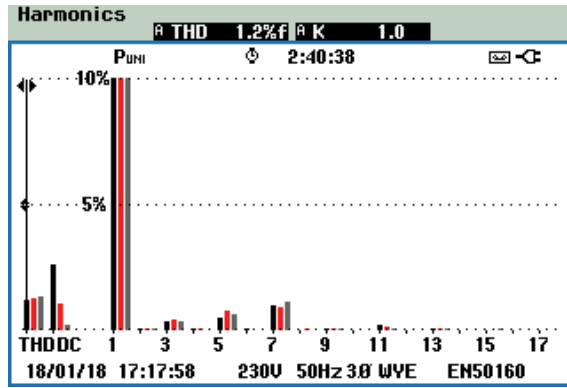


图 4-6 标称工况下的电流谐波分布 ($R_L = 180 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$): SMO-SCM

Fig.4-6 Obtained current harmonic spectrum with $R_L = 180 \Omega$ and $C = 3400 \mu\text{F}$: SMO-SCM

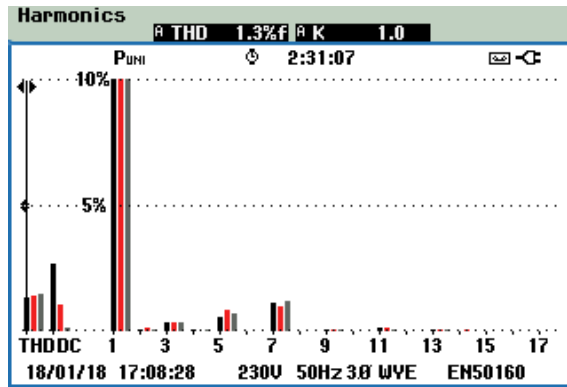


图 4-7 标称工况下的电流谐波分布 ($R_L = 180 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$): PI控制

Fig.4-7 Obtained current harmonic spectrum with $R_L = 180 \Omega$ and $C = 3400 \mu\text{F}$: conv. PI

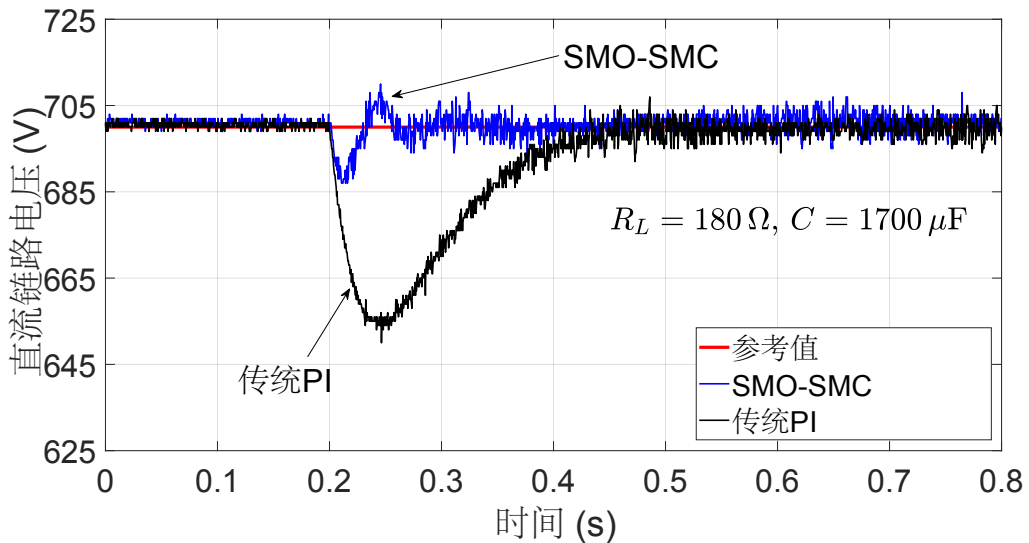


图 4-8 标称工况下电容下降时的直流链路电压响应 ($R_L = 180 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

Fig.4-8 V_{dc} response of nominal power case with reduced capacitor ($R_L = 180 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

果完全一致。

(3) 大负载工况 ($R_L = 120 \Omega$, $C = \{3400, 1700\} \mu\text{F}$)

在这一小节，外部负载增加到约4kW，以测试SMO-SMC在负载增加时的控制性能。

图4-9和图4-10分别为大电容和小电容工况下阶跃负载扰动后的直流链路电压响应。此工况的实验结果与标称工况下的一致，即SMO-SMC的表现明显优于PI控制。对于大电容工况，SMO-SMC的压降为PI的1/3，过渡时间为1/4；对于小电容工况，SMO-SMC的压降为PI的1/2，过渡时间为1/5。与标称工况相比，由于负载的增大，整体暂态响应变慢。

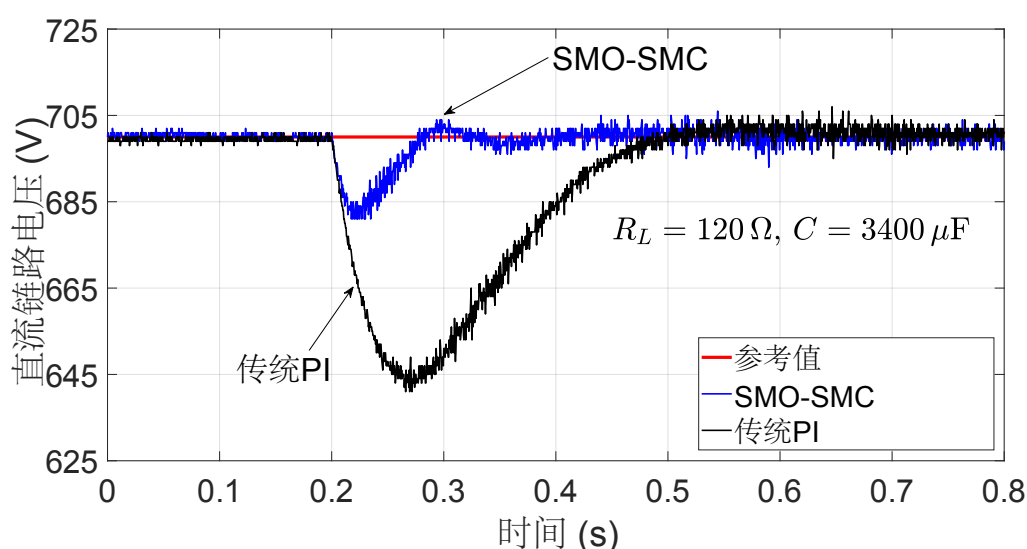


图 4-9 大负载工况下的直流链路电压响应 ($R_L = 120 \Omega$, $C = 3400 \mu\text{F}$)

Fig.4-9 V_{dc} response of nominal power case ($R_L = 120 \Omega$, $C = 3400 \mu\text{F}$)

两种电容工况下所获得的电流总畸变水平一样，均为1.1%。与标称工况一样，电容变小后的稳态电流畸变水平基本不变，而且谐波分布与标称工况的也相似。因此，可以看出SMO-SMC在负载增加后保持了良好的控制性能。

(4) 小负载工况 ($R_L = 240 \Omega$, $C = \{3400, 1700\} \mu\text{F}$)

与上一小节相反，这一小节旨在测试SMO-SMC在小负载情况下的性能，此时的负载降低至约2kW。

两种电容工况下的直流链路电压响应分别见图4-11和图4-12。由于负载的下降，直流链路电压响应比标称工况下的更快。与前述的几种工况一样，不论电容值大小，SMO-SMC比PI的控制性能要优越得多。同样，得到的谐波分布与标称工况下相似。

综合上述内容，可以总结出，SMO-SMC对负载变化具有良好的鲁棒性。

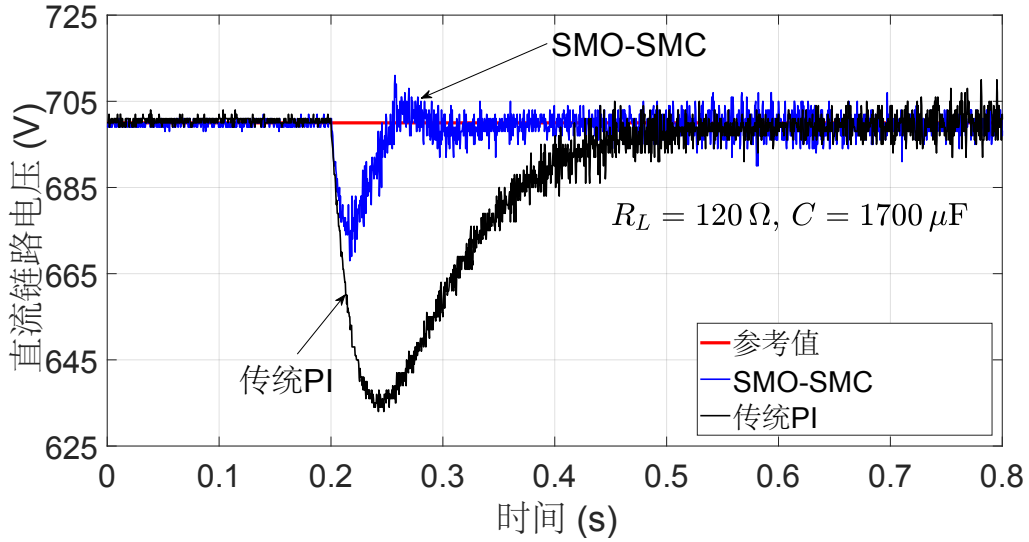


图 4-10 大负载工况下电容下降时的直流链路电压响应 ($R_L = 120 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

Fig.4-10 V_{dc} response of nominal power case with reduced capacitor ($R_L = 120 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

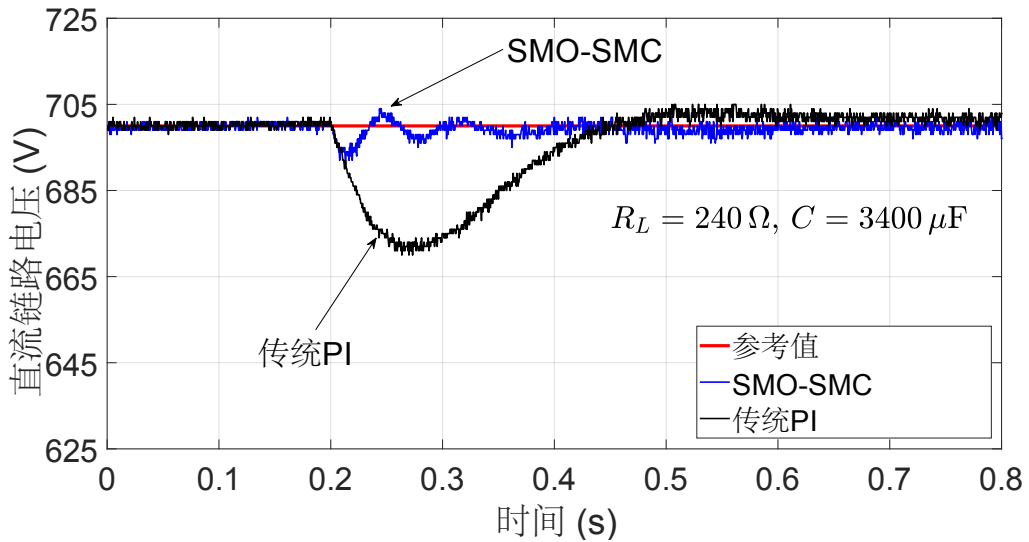


图 4-11 小负载工况下的直流链路电压响应 ($R_L = 240 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$)

Fig.4-11 V_{dc} response of nominal power case ($R_L = 240 \Omega, C = 3400 \mu\text{F}$)

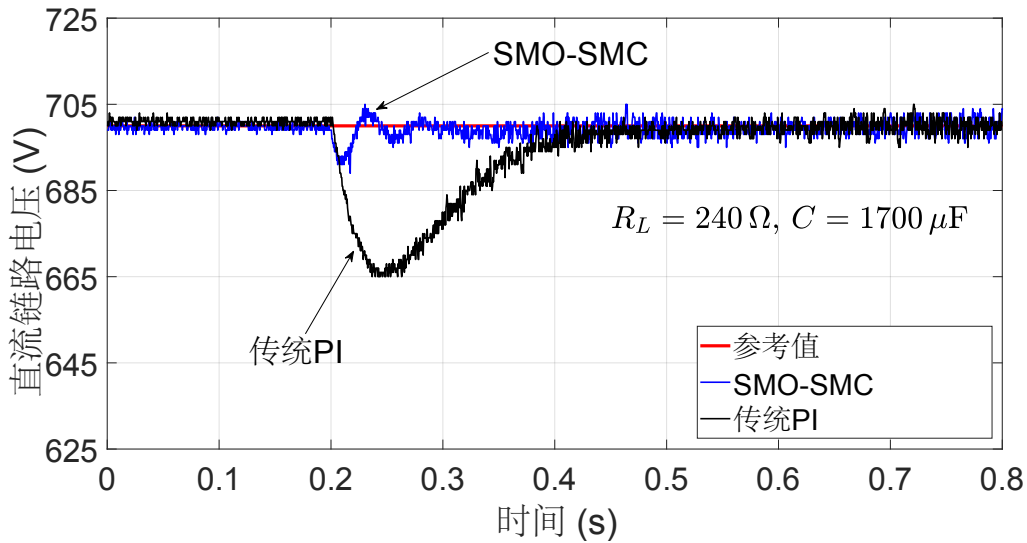


图 4-12 小负载工况下电容下降时的直流链路电压响应 ($R_L = 240 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

Fig.4-12 V_{dc} response of nominal power case with reduced capacitor ($R_L = 240 \Omega, C = 1700 \mu\text{F}$)

详细的实验结果汇总于表4-4、表4-5。

表 4-4 标称电容时的实验结果汇总

Table4-4 Summary of experiment results with nominal capacitor

负载	控制器	V_{dc} 压降	V_{dc} 过冲	过渡时间	电流THD
$R_L = 180 \Omega$	SMO-SMC	10 V	5 V	40 ms	1.2 %
	PI控制	41 V	0 V	230 ms	1.3 %
$R_L = 120 \Omega$	SMO-SMC	19 V	0 V	60 ms	1.1 %
	PI控制	58 V	0 V	240 ms	1.1 %
$R_L = 240 \Omega$	SMO-SMC	9 V	4 V	30 ms	1.6 %
	PI控制	29 V	0 V	210 ms	1.7 %

4.5 本章小结

本章提出了一种基于改进型滑模观测器 (SMO) 的滑模控制策略, 用于联网三相两电平功率变换器的直流链路电压调节。与第二章的滑模观测器相比, 改进的滑模观测器新增加了一个调节参数, 用于提升系统的暂态响应而不影响系统的稳态性能, 原有的两个参数则用于保持系统的稳态性能。与第三章的改进型线性干扰观测器相比, 非线性的改进型滑模观测器具有更快的收敛速度和对系统不确定性的鲁棒性能。电压调节环的控制器采用超螺旋滑模控制器。SMO-SMC作用下的电压调节环稳定性通过Lyapunov方法得到了证明。通过仿真验证了SMO-

表 4-5 小电容时的实验结果汇总

Table4-5 Summary of experiment results with small capacitor

负载	控制器	V_{dc} 压降	V_{dc} 过冲	过渡时间	电流THD
$R_L = 180 \Omega$	SMO-SMC	14 V	7 V	20 ms	1.2 %
	PI控制	47 V	0 V	200 ms	1.3 %
$R_L = 120 \Omega$	SMO-SMC	31 V	7 V	40 ms	1.1 %
	PI控制	67 V	0 V	200 ms	1.1 %
$R_L = 240 \Omega$	SMO-SMC	10 V	5 V	20 ms	1.5 %
	PI控制	29 V	0 V	210 ms	1.7 %

SMC的有效性，同时显示了SMO-SMC在标称工况和小电容工况下的控制性能均在很大程度上优于传统PI控制。最后，在一台5 kW的并网功率变换器上进行了一系列实验以验证SMO-SMC在实际应用中的有效性。实验结果表明：（1）与传统PI控制器相比，SMO-SMC大大提升了功率变换器的直流链路电压调节性能，同时又能维持较低的电流畸变水平；（2）SMO-SMC对外界负载和电流电容的变化有很强的鲁棒性。在下一章中，将研究带自适应律的超螺旋滑模控制器，并结合 H_∞ 控制技术实现对功率变换器的控制。

第 5 章 基于自适应超螺旋滑模算法的 H_∞ 控制

5.1 引言

基于状态空间的现代控制理论，其数学结构严谨，对设计指标有明确的描述方式，可以为工程实践提供解析的设计手段。然而，由于它完全依赖于被控对象动态特性的数学模型。可以知道，这样设计出来的控制器只能对数学模型保证预期的控制性能，它在实际被控对象中的性能表现取决于数学模型的精确程度，因此要求被控对象的数学模型能够精确地描述其动态过程。但是，由于客观世界中总是存在各种不满足理想条件的不确定性因素，因此对实际对象建立的数学模型会不可避免地存在误差，从而导致现代控制理论的应用受到一定限制^[124]。

为了解决这个问题，学者们提出了鲁棒控制的概念，将被控对象中的不确定因素包含到系统设计中，即基于非精确数学模型设计控制器。具体方法是，假设数学模型参数与实际对象参数存在一定范围内的误差，那么就将这个误差一并加入到数学模型中，然后通过解析手段设计控制器，使得系统对这一误差范围内的所有被控制对象均能达到理想的性能指标。目前解决鲁棒控制问题比较成功并且比较完善的理论体系是 H_∞ 鲁棒控制理论，由Doyle等学者提出^[125]，它包括鲁棒稳定问题和干扰抑制问题。

图5-1为 H_∞ 状态反馈控制系统，其中 $P(s)$ 为被控对象， K 为控制器， $u(t)$ 为控制信号， $x(t)$ 为状态变量， $\omega(t)$ 为干扰信号， $z(t)$ 为输出信号。 H_∞ 状态反馈控制问题可以定义为：对于给定的被控对象 $P(s)$ ，设计一个状态反馈镇定控制器 $u(t) = Kx(t)$ ，使得从干扰输入信号 $\omega(t)$ 到输出信号 $z(t)$ 闭环传递函数的 H_∞ 范数小于给定的性能指标 γ ，即 $\|T_{z\omega}(s)\|_\infty < \gamma$ 。

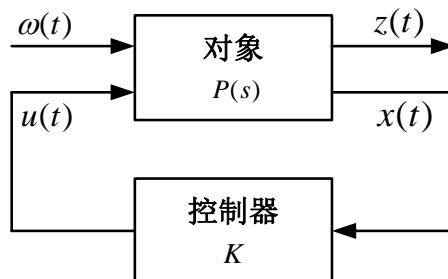


图 5-1 H_∞ 状态反馈控制

Fig.5-1 H_∞ state feedback control

如前文所述，当系统同时存在参数不确定性和外界干扰时，可以通过 H_∞ 状态反馈控制器来镇定系统并满足一定的干扰抑制性能要求。

设被控对象的动态模型如下：

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + B_1\omega + B_2u, \quad (5-1)$$

$$z = C_1x + D_{12}u, \quad (5-2)$$

其中 ΔA 为参数不确定性。

假设对于任意给定的 $T > 0$ ， $\omega(t)$ 为有界信号，满足：

$$\int_0^T \omega^T(t)\omega(t)dt < \infty. \quad (5-3)$$

H_∞ 状态反馈控制器的设计指标可以描述为：

- (1) 当 $\omega(t) = 0$ 时，闭环系统二次稳定。
- (2) 当 $\Delta A = 0$ 时，闭环系统满足干扰抑制性能抑制指标 γ ，即

$$\int_0^T z^T(t)z(t)dt < \gamma \int_0^T \omega^T(t)\omega(t)dt. \quad (5-4)$$

在前面的几章中，功率变换器系统模型中的参数都假设是确定的。然而在实际应用中，变换器模型通常是基于一些假设条件获得的，例如各电子器件的特性不随时间变化。可以看出，这样获得的模型是不精确的，其行为在某些工作条件下会与实际系统的行为偏差较大。因此，设计的控制器应当对模型的参数不确定性具有鲁棒性。基于这个原因，参数不确定性应当考虑到系统模型中，这些不确定性来自滤波电感 L ，滤波电感串联内阻 r ，以及电网角频率 ω 。上述这些参数变化情况表示如下：

$$L = L_0 + \Delta L, \quad r = r_0 + \Delta r, \quad \omega = \omega_0 + \Delta\omega, \quad (5-5)$$

其中 L_0 、 r_0 和 ω_0 为标称值， ΔL 、 Δr 和 $\Delta\omega$ 为参数浮动值，可认为是未知缓变信号。

另一方面，前面几章中采用的超螺旋滑模算法固然有良好的控制效果，但也存在一定的不足，即在选择控制参数时需要已知外界干扰导数的上限值。然而在许多实际应用系统中，外界干扰导数的上限值（即Lipschitz常数）很难获得，因此自适应超螺旋算法应运而生。自适应超螺旋算法包含两部分，一部分取自传统超螺旋滑模算法，另一部分取自线性PI算法^[114, 123]。自适应超螺旋算法的控制参数将适应滑动模态的情况动态调整，因此不需要已知外界干扰导数的上限值^[63, 126]。

基于上述原因，本章同时考虑负载变化和功率变换器系统的参数不确定性，设计了一种基于自适应超螺旋滑模算法（ASTA）的 H_∞ 鲁棒控制方法，用于电网三相两电平功率变换器的控制。本章采用电压定向串联控制结构，即直流

链路电压调节环和电网电流跟踪环。电压调节环采用线性扩展状态观测器来补偿 H_∞ 控制器，用于调节直流链路电压至其参考值。在电流跟踪环，采用两个基于自适应超螺旋算法的控制器，以驱使电网电流在有限时间内跟踪到参考值。采用Lyapunov方法分析了闭环系统在有限时间收敛。由于采用了自适应超螺旋算法，外界干扰时间导数的上限值不需要预先知晓。仿真结果表明，当存在负载变化和参数不确定性时，所提出的自适应超螺旋 H_∞ 控制比传统的PI控制有更好的控制性能和鲁棒性。

5.2 控制策略

本章基于自适应控制技术和 H_∞ 控制技术，针对三相两电平功率变换器构造了基于自适应滑模算法的 H_∞ 控制结构，在电压调节环采用了扩展状态观测器，在电流跟踪环采用了自适应滑模控制器。

5.2.1 电压调节环

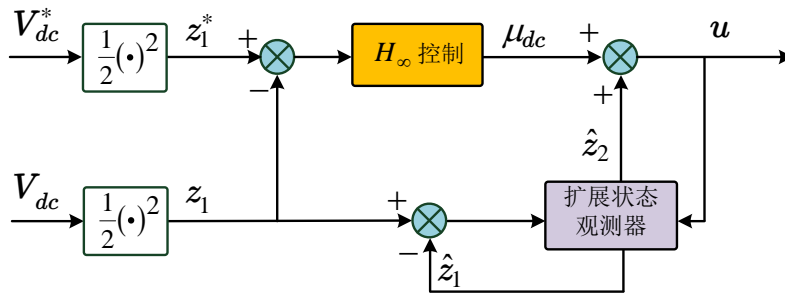


图 5-2 电压调节环：基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制

Fig.5-2 Voltage regulation loop: H_∞ control based on ESO

图5-2为电压调节环，可以看到控制器基于 H_∞ 控制构造，同时采用了线性扩展状态观测器估计外部干扰。结合第二章中关于线性扩展状态观测器的部分，再次将直流链路电压动态列写如下：

$$C\dot{z}_1 = u - d. \quad (5-6)$$

(1) 设计扩展状态观测器

根据系统(5-6)，将外界干扰考虑为系统增广的一个状态，且该状态的导数为有界函数 $h(t)$ ，即满足：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = u - z_2, \\ \dot{z}_2 = h(t), \end{cases} \quad (5-7)$$

则可以为系统(5-7)设计如下形式的扩展状态观测器^[107]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = u - \hat{z}_2 + \beta_1 e_1, \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\beta_2 e_2, \end{cases} \quad (5-8)$$

其中 $\hat{z} = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2]^T$ 为系统状态 $z = [z_1 \ z_2]^T$ 的估计值, $e_1 = z_1 - \hat{z}_1$ 为 z_1 的观测误差, 注意这里用 e_1 作为观测器的校正项是因为 z_1 是可测量输出。 β_1 和 β_2 为正值观测器参数, 将在后面确定。

定义 $e_2 = z_2 - \hat{z}_2$, 从(5-7)和(5-8)可以得到观测误差动态如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\beta_1 e_1 - e_2, \\ \dot{e}_2 = \beta_2 e_1 + h(t). \end{cases} \quad (5-9)$$

则误差动态系统(5-9)可以简化为如下形式:

$$\dot{e}_{eso} = A e_{eso} + \psi(t), \quad (5-10)$$

其中 $e_{eso} = [e_1 \ e_2]^T$, 矩阵 $A = \begin{bmatrix} -\beta_1 & -1 \\ \beta_2 & 0 \end{bmatrix}$ 。参数 β_1 和 β_2 应当满足矩阵 A 是Hurwitz矩阵

且 $\psi(t) = [0 \ h(t)]^T$ 。

引理 5.1 假设外界干扰 $d(t)$ 的导数为有界函数 $h(t)$, 则观测误差 e_{eso} 也关于某些正数 ρ 和 T 有界

$$\|e_{eso}\| \leq \rho, \quad \forall t \geq T. \quad (5-11)$$

证明: 方程(5-10)的解可以写为^[127]:

$$e_{eso}(t) = e_{eso}^{(t-t_0)A} e_{eso}(t_0) + \int_{t_0}^t e_{eso}^{(t-\tau)A} \psi(\tau) d\tau, \quad (5-12)$$

其中 t_0 为初始时刻。根据上界 $\|e_{eso}^{(t-t_0)A}\| \leq \eta e_{eso}^{-\beta(t-t_0)}$, 其中 η, β 为正数。可以得到

$$\begin{aligned} \|e_{eso}(t)\| &\leq \eta e_{eso}^{-\beta(t-t_0)} \|e_{eso}(t_0)\| + \int_{t_0}^t \eta e_{eso}^{-\beta(t-\tau)} \|\psi(\tau)\| d\tau \\ &\leq \eta e_{eso}^{-\beta(t-t_0)} \|e_{eso}(t_0)\| + \frac{\eta}{\beta} \sup_{t_0 \leq \tau \leq t} \|\psi(\tau)\|. \end{aligned} \quad (5-13)$$

根据(5-13), 可以看出 $\|e_{eso}\| \leq \rho, \forall t \geq T > 0$, 其中 ρ 为依赖于 η, β 和 $\sup \|\psi(\tau)\|$ 的某个正常数。 \square

(2) 基于 H_∞ 技术的电压调节环设计

定义直流链路电压跟踪误差为 $e = z^* - z_0$ 。因此电压调节环的 H_∞ 控制目标可以描述为: 基于干扰估计误差 $e_2(t)$ 设计一个控制器, 使得下面两个目标得到满足:

- 得到的 e 动态渐近稳定, 且估计误差 $e_2(t) = 0$;
- 在零初始条件下, 当存在非零观测误差 $e_2(t) \in l_2[0, \infty)$ 时, 下式成立:

$$\int_0^{+\infty} e^T(t)e(t)dt \leq \gamma^2 \int_0^{+\infty} e_2(t)^T(t)e_2(t)dt. \quad (5-14)$$

注意这里采用 γ^2 是为了后续推导方便，其意义与 H_∞ 简介部分中的 γ 是一致的，均为一标量。构造 H_∞ 控制器如下：

$$u = \mu_{dc} + \hat{d}(t), \quad (5-15)$$

其中 $\mu_{dc} = Ke$ ， K 为待设计的控制器参数。因此直流电压跟踪误差 e 的动态为：

$$\dot{e} = -Ke + e_2(t). \quad (5-16)$$

为了设计满足上述 H_∞ 要求的控制器 K ，先引入下列引理。

引理 5.2 [128] 对于适维矩阵 E, F ，如果

$$E^T F + E F^T < 0,$$

成立，那么有且仅有一个标量 $\kappa > 0$ ，使得下式成立：

$$\kappa E^T E + \frac{1}{\kappa} F^T F < 0.$$

定理 5.1 对于 H_∞ 控制下的系统(5-16)，令 γ 为正数，假定存在两个正数 P 和 W ，使得

$$\begin{bmatrix} -2W + 1 & P \\ P & -\gamma^2 \end{bmatrix} \leq 0. \quad (5-17)$$

则系统(5-16)渐近稳定，且满足 H_∞ 性能水平 γ ，即直流链路电压 V_{dc} 可以跟踪到参考值 V_{dc}^* 。不仅如此，若(5-17)可解，则可行的控制器参数为

$$K = WP^{-1}. \quad (5-18)$$

证明：为系统(5-16)构造如下Lyapunov函数：

$$V_v(e) = e^T P e. \quad (5-19)$$

沿系统(5-16)的轨迹对Lyapunov函数求导，可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_v(e) &= \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} \\ &= -e^T (K^T P + P K) e + e_2^T P e + e^T P e_2. \end{aligned} \quad (5-20)$$

基于引理5.2，可得：

$$\dot{V}_v(e) \leq e^T (-K^T P - P K + \gamma^{-2} P P) e + \gamma^2 e_2^T e_2. \quad (5-21)$$

对系统(5-16)定义如下性能指标：

$$J(e_2) = \int_0^{+\infty} (e^T e - \gamma^2 e_2^T e_2) dt$$

$$\begin{aligned}
 &= \int_0^\infty (e^T e - \gamma^2 e_2^T e_2 + \dot{V}_v(x)) dt - (V_v(\infty) - V_v(0)) \\
 &\leq \int_0^\infty e^T (-K^T P - PK + \gamma^{-2} PP + 1) edt - V(\infty). \quad (5-22)
 \end{aligned}$$

根据Schur补引理, (5-17)等价于:

$$-2W + \gamma^2 PP \leq 0. \quad (5-23)$$

因此, 从(5-17)可得:

$$J(e_2) \leq \int_0^\infty e^T (-K^T P - PK + \gamma^{-2} PP + 1) edt - V(\infty) \leq 0, \quad (5-24)$$

这意味着系统(5-16)对于任意非零估计误差 e_2 能达到 γ 干扰抑制水平。显然, 如果 $e_2 = 0$, 系统一致渐近稳定。证明完毕。□

5.2.2 电流跟踪环

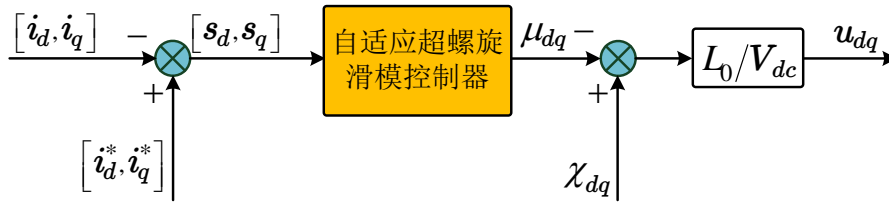


图 5-3 自适应超螺旋滑模控制下的电流调节环

Fig.5-3 Current tracking loop with adaptive super-twisting SMC

图5-3为基于自适应超螺旋滑模算法设计的电流跟踪环。

在电流跟踪环的设计中, 将滑模变量定义为 $s_d = i_d^* - i_d$, $s_q = i_q^* - i_q$, 并对它们求导得:

$$\begin{aligned}
 \dot{s}_d &= \dot{i}_d^* + \frac{r}{L} i_d - \frac{v_d}{L} - \omega i_q + \frac{V_{dc}}{L} u_d, \\
 \dot{s}_q &= \dot{i}_q^* + \frac{r}{L} i_q + \omega i_d + \frac{V_{dc}}{L} u_q.
 \end{aligned} \quad (5-25)$$

设计自适应超螺旋滑模算法控制信号 u_d 、 u_q 如下:

$$\begin{aligned}
 u_d &= \frac{L_0}{V_{dc}} (-\mu_d(s_d) + \chi_d), \\
 u_q &= \frac{L_0}{V_{dc}} (-\mu_q(s_q) + \chi_q),
 \end{aligned} \quad (5-26)$$

其中, $\chi_d = \frac{v_d}{L_0} - \frac{r_0}{L_0} i_d - \dot{i}_d^* + \omega_0 i_q$, $\chi_q = -\frac{r_0}{L_0} i_q - \dot{i}_q^* - \omega_0 i_d$, 且 $\mu_d(s_d), \mu_q(s_q)$ 设计为^[123]:

$$\mu_j(s_j) = \lambda_j(t) |s_j|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_j) + \alpha_j(t) \int_0^t \text{sign}(s_j) d\tau + k_{\lambda_j}(t) s_j + k_{\alpha_j}(t) \int_0^t s_j d\tau, \quad j \in \{d, q\} \quad (5-27)$$

其中,

$$\begin{aligned}
 \lambda_d(t) &= \lambda_{d_0} \sqrt{\Gamma_d(t)}, & \alpha_d(t) &= \alpha_{d_0} \Gamma_d(t), \\
 k_{\lambda_d}(t) &= k_{\lambda_{d_0}} \Gamma_d(t), & k_{\alpha_d}(t) &= k_{\alpha_{d_0}} \Gamma_d^2(t), \\
 \lambda_q(t) &= \lambda_{q_0} \sqrt{\Gamma_q(t)}, & \alpha_q(t) &= \alpha_{q_0} \Gamma_q(t), \\
 k_{\lambda_q}(t) &= k_{\lambda_{q_0}} \Gamma_q(t), & k_{\alpha_q}(t) &= k_{\alpha_{q_0}} \Gamma_q^2(t), \\
 \dot{\Gamma}_d(t) &= \begin{cases} \epsilon_d, & \text{if } |s_d| \neq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases}, & \dot{\Gamma}_q(t) &= \begin{cases} \epsilon_q, & \text{if } |s_q| \neq 0 \\ 0, & \text{else} \end{cases},
 \end{aligned} \tag{5-28}$$

其中 λ_{d_0} , λ_{q_0} 、 α_{d_0} , α_{q_0} 、 $k_{\lambda_{d_0}}$, $k_{\lambda_{q_0}}$ 、 $k_{\alpha_{d_0}}$, $k_{\alpha_{q_0}}$ 、 ϵ_d 和 ϵ_q 均为正值。从而得到:

$$\begin{aligned}
 \dot{s}_d &= -\frac{L_0}{L} \mu_d(s_d) + v_d, \\
 \dot{s}_q &= -\frac{L_0}{L} \mu_q(s_q) + v_q,
 \end{aligned} \tag{5-29}$$

其中 $v_d = \frac{\Delta L}{L} i_d^* + \frac{\Delta r}{L} i_d + \frac{L_0 \omega_0 - L \omega}{L} i_q$, $v_q = \frac{\Delta L}{L} i_q^* + \frac{\Delta r}{L} i_q + \frac{L \omega - L_0 \omega_0}{L} i_d$ 。

可以看到, 当系统的参数不确定性引起滑模变量 (即 d 轴和 q 轴电流) 误差时, 自适应律将使得自适应控制参数 Γ_d, Γ_q 增加, 直到该误差被消除, 进而消除参数不确定性带来的影响。

5.2.3 闭环系统稳定性分析

定理 5.2 考虑系统(2-9)-(2-11)和控制器(5-26), 假设对于正值未知的数值 θ_d 、 θ_q , 如下条件成立:

$$\|\dot{v}_d\| \leq \theta_d, \quad \|\dot{v}_q\| \leq \theta_q, \tag{5-30}$$

那么, 系统(5-25)的轨迹将在有限时间内收敛到 $s_d = 0$, $s_q = 0$, 同时对于非零估计误差 $\tilde{d}(t)$, 直流链路电压 V_{dc} 将以干扰抑制水平 γ 渐近收敛到参考值 V_{dc}^* , 如果 $\mu_d(s_d)$ 、 $\mu_q(s_q)$ 的参数满足如下条件:

$$\begin{aligned}
 4\alpha_{d_0} k_{\alpha_{d_0}} &> 8\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{d_0}}^2 \alpha_{d_0} + 9\bar{\eta}_0^2 \lambda_{d_0}^2 k_{\lambda_{d_0}}^2, \\
 4\alpha_{q_0} k_{\alpha_{q_0}} &> 8\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{q_0}}^2 \alpha_{q_0} + 9\bar{\eta}_0^2 \lambda_{q_0}^2 k_{\lambda_{q_0}}^2,
 \end{aligned} \tag{5-31}$$

其中 $\bar{\eta}_0 > 0$ 、 $\epsilon_d > 0$ 和 $\epsilon_q > 0$ 。

证明: 定理证明分为两部分, 第一部分是电流跟踪环的稳定性分析, 第二部分是电压调节环的稳定性分析。

考虑电流跟踪误差动态系统(5-29)和条件(5-30)、(5-31)。假设

$$(1 - \eta_0)L \leq L_0 \leq (1 + \eta_0)L, \tag{5-32}$$

其中 $0 < \eta_0 < 1$ ，那么系统(5-29)可以改写为：

$$\begin{aligned}\dot{s}_d &= -\bar{\eta}_0\mu_d(s_d) + v_d, \\ \dot{s}_q &= -\bar{\eta}_0\mu_q(s_q) + v_q,\end{aligned}\quad (5-33)$$

其中 $(1 - \eta_0) \leq \bar{\eta}_0 \leq (1 + \eta_0)$ 为正值常数。

引入两个状态向量来表示系统(5-33)：

$$\varepsilon_j = \begin{bmatrix} \varepsilon_{j1} \\ \varepsilon_{j2} \\ \varepsilon_{j3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_j^{\frac{1}{2}}(t)|s_j|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(s_j) \\ \Gamma_j(t)s_j \\ \psi_j \end{bmatrix}, \quad j \in \{d, q\} \quad (5-34)$$

其中 $\psi_d = -\bar{\eta}_0\alpha_d(t)\text{sign}(s_d) - \bar{\eta}_0k_{\alpha_d}(t)s_d + \frac{d}{dt}v_d$ ， $\psi_q = -\bar{\eta}_0\alpha_q(t)\text{sign}(s_q) - \bar{\eta}_0k_{\alpha_q}(t)s_q + \frac{d}{dt}v_q$ 。
为系统(5-33)构造如下Lyapunov函数：

$$V(s_d, s_q) = \underbrace{\varepsilon_d^T P_d \varepsilon_d}_{V_d} + \underbrace{\varepsilon_q^T P_q \varepsilon_q}_{V_q} \quad (5-35)$$

其中，

$$\begin{aligned}P_d &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\bar{\eta}_0\alpha_{d_0} + \bar{\eta}_0^2\lambda_{d_0}^2 & \bar{\eta}_0^2\lambda_{d_0}k_{\lambda_{d_0}} & -\bar{\eta}_0\lambda_{d_0} \\ \bar{\eta}_0^2\lambda_{d_0}k_{\lambda_{d_0}} & \bar{\eta}_0^2k_{\lambda_{d_0}}^2 + 2\bar{\eta}_0k_{\alpha_{d_0}} & -\bar{\eta}_0k_{\lambda_{d_0}} \\ -\bar{\eta}_0\lambda_{d_0} & -\bar{\eta}_0k_{\lambda_{d_0}} & 2 \end{bmatrix}, \\ P_q &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\bar{\eta}_0\alpha_{q_0} + \bar{\eta}_0^2\lambda_{q_0}^2 & \bar{\eta}_0^2\lambda_{q_0}k_{\lambda_{q_0}} & -\bar{\eta}_0\lambda_{q_0} \\ \bar{\eta}_0^2\lambda_{q_0}k_{\lambda_{q_0}} & \bar{\eta}_0^2k_{\lambda_{q_0}}^2 + 2\bar{\eta}_0k_{\alpha_{q_0}} & -\bar{\eta}_0k_{\lambda_{q_0}} \\ -\bar{\eta}_0\lambda_{q_0} & -\bar{\eta}_0k_{\lambda_{q_0}} & 2 \end{bmatrix},\end{aligned}\quad (5-36)$$

P_d 、 P_q 均为对称正定矩阵，因为它们所有的顺序主子式在条件(5-31)下均为正。

对(5-35)沿系统(5-33)轨迹求一阶导数，可以得到：

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -\Gamma_d(t) \left(\frac{\varepsilon_d^T \Omega_{d1} \varepsilon_d}{|\varepsilon_{d1}|} + \varepsilon_d^T \Omega_{d2} \varepsilon_d \right) \\ &\quad + q_{d1} \frac{d}{dt} v_d \varepsilon_d + q_{d2} \frac{\dot{\Gamma}_d(t)}{\Gamma_d(t)} P_{d1} \varepsilon_d \\ &\quad - \Gamma_q(t) \left(\frac{\varepsilon_q^T \Omega_{q1} \varepsilon_q}{|\varepsilon_{q1}|} + \varepsilon_q^T \Omega_{q2} \varepsilon_q \right) \\ &\quad + q_{q1} \frac{d}{dt} v_q \varepsilon_q + q_{q2} \frac{\dot{\Gamma}_q(t)}{\Gamma_q(t)} P_{q1} \varepsilon_q,\end{aligned}\quad (5-37)$$

其中，

$$\begin{aligned}q_{d\bar{1}} &= \begin{bmatrix} -\bar{\eta}_0\lambda_{d_0} & -\bar{\eta}_0k_{\lambda_{d_0}} & 2 \end{bmatrix}, \quad q_{d2} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{d1} & \varepsilon_{d2} & 0 \end{bmatrix}, \\ q_{q\bar{1}} &= \begin{bmatrix} -\bar{\eta}_0\lambda_{q_0} & -\bar{\eta}_0k_{\lambda_{q_0}} & 2 \end{bmatrix}, \quad q_{q2} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{q1} & \varepsilon_{q2} & 0 \end{bmatrix},\end{aligned}$$

同时,

$$\begin{aligned}\Omega_{d_1} &= \frac{\bar{\eta}_0 \lambda_{d_0}}{2} \begin{bmatrix} \bar{\eta}_0^2 \lambda_{d_0}^2 + 2\bar{\eta}_0 \alpha_{d_0} & 0 & -\bar{\eta}_0 \lambda_{d_0} \\ 0 & 2\bar{\eta}_0 k_{\alpha_{d_0}} + 5\bar{\eta}_0^2 k_{\lambda_{d_0}}^2 & -3\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{d_0}} \\ -\bar{\eta}_0 \lambda_{d_0} & -3\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{d_0}} & 1 \end{bmatrix}, \\ \Omega_{d_2} &= \bar{\eta}_0 k_{\lambda_{d_0}} \begin{bmatrix} \bar{\eta}_0 \alpha_{d_0} + 2\bar{\eta}_0^2 \lambda_{d_0}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{\eta}_0 k_{\alpha_{d_0}} + \bar{\eta}_0^2 k_{\lambda_{d_0}}^2 & -\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{d_0}} \\ 0 & -\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{d_0}} & 1 \end{bmatrix}, \\ \Omega_{q_1} &= \frac{\bar{\eta}_0 \lambda_{q_0}}{2} \begin{bmatrix} \bar{\eta}_0^2 \lambda_{q_0}^2 + 2\bar{\eta}_0 \alpha_{q_0} & 0 & -\bar{\eta}_0 \lambda_{q_0} \\ 0 & 2\bar{\eta}_0 k_{\alpha_{q_0}} + 5\bar{\eta}_0^2 k_{\lambda_{q_0}}^2 & -3\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{q_0}} \\ -\bar{\eta}_0 \lambda_{q_0} & -3\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{q_0}} & 1 \end{bmatrix}, \\ \Omega_{q_2} &= \bar{\eta}_0 k_{\lambda_{q_0}} \begin{bmatrix} \bar{\eta}_0 \alpha_{q_0} + 2\bar{\eta}_0^2 \lambda_{q_0}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{\eta}_0 k_{\alpha_{q_0}} + \bar{\eta}_0^2 k_{\lambda_{q_0}}^2 & -\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{q_0}} \\ 0 & -\bar{\eta}_0 k_{\lambda_{q_0}} & 1 \end{bmatrix}.\end{aligned}$$

可以验证, 在条件(5-31)下, Ω_{d_1} , Ω_{d_2} , Ω_{q_1} , Ω_{q_2} 均为正定矩阵。考虑 $\lambda_{\min}(P_d)\|\varepsilon_d\|^2 \leq V_d \leq \lambda_{\max}(P_d)\|\varepsilon_d\|^2$ 和 $\lambda_{\min}(P_q)\|\varepsilon_q\|^2 \leq V_q \leq \lambda_{\max}(P_q)\|\varepsilon_q\|^2$, (5-37)可以改写为:

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -\Gamma_d(t) \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{d_1})}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P_d)} V_d^{\frac{1}{2}} - \Gamma_d(t) \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{d_2})}{\lambda_{\max}(P_d)} V_d \\ &\quad + \theta_d \frac{\|q_{d_1}\|_2}{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}(P_d)} V_d^{\frac{1}{2}} + \frac{\dot{\Gamma}_d(t)}{2\Gamma_d(t)} \varepsilon_d^T Q_d \varepsilon_d \\ &\quad - \Gamma_q(t) \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{q_1})}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P_q)} V_q^{\frac{1}{2}} - \Gamma_q(t) \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{q_2})}{\lambda_{\max}(P_q)} V_q \\ &\quad + \theta_q \frac{\|q_{q_1}\|_2}{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}(P_q)} V_q^{\frac{1}{2}} + \frac{\dot{\Gamma}_q(t)}{2\Gamma_q(t)} \varepsilon_q^T Q_q \varepsilon_q\end{aligned}\tag{5-38}$$

其中,

$$Q_d = \begin{bmatrix} q_{d_3} & 0 & 0 \\ 0 & q_{d_4} & 0 \\ 0 & 0 & q_{d_5} \end{bmatrix}, \quad Q_q = \begin{bmatrix} q_{q_3} & 0 & 0 \\ 0 & q_{q_4} & 0 \\ 0 & 0 & q_{q_5} \end{bmatrix},\tag{5-39}$$

同时,

$$\begin{aligned}q_{d_3} &= 4\bar{\eta}_0 \alpha_{d_0} + \bar{\eta}_0^2 \lambda_{d_0}^2 + \bar{\eta}_0^2 \lambda_{d_0} k_{\lambda_{d_0}} + \bar{\eta}_0 \frac{\lambda_{d_0}}{2}, \\ q_{d_4} &= \bar{\eta}_0 \frac{\lambda_{d_0} + k_{\lambda_{d_0}}}{2},\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 q_{d5} &= 2\bar{\eta}_0^3 k_{\alpha_{d_0}} k_{\lambda_{d_0}}^2 + \bar{\eta}_0^2 \lambda_{d_0} k_{\lambda_{d_0}} + \bar{\eta}_0 \frac{k_{\lambda_{d_0}}}{2}, \\
 q_{q3} &= 4\bar{\eta}_0 \alpha_{q_0} + \bar{\eta}_0^2 \lambda_{q_0}^2 + \bar{\eta}_0^2 \lambda_{q_0} k_{\lambda_{q_0}} + \bar{\eta}_0 \frac{\lambda_{q_0}}{2}, \\
 q_{q4} &= \bar{\eta}_0 \frac{\lambda_{q_0} + k_{\lambda_{q_0}}}{2}, \\
 q_{q5} &= 2\bar{\eta}_0^3 k_{\alpha_{q_0}} k_{\lambda_{q_0}}^2 + \bar{\eta}_0^2 \lambda_{q_0} k_{\lambda_{q_0}} + \bar{\eta}_0 \frac{k_{\lambda_{q_0}}}{2}.
 \end{aligned}$$

从(5-38)可以得到:

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &\leq -(\Gamma_d(t)\gamma_{d_1} - \gamma_{d_2}) V_d^{\frac{1}{2}} - \left(\Gamma_d(t)\gamma_{d_3} - \gamma_{d_4} \frac{\dot{\Gamma}_d(t)}{\Gamma_d(t)} \right) V_d \\
 &\quad - (\Gamma_q(t)\gamma_{q_1} - \gamma_{q_2}) V_q^{\frac{1}{2}} - \left(\Gamma_q(t)\gamma_{q_3} - \gamma_{q_4} \frac{\dot{\Gamma}_q(t)}{\Gamma_q(t)} \right) V_q \\
 &\leq -c_{d_1} V_d^{\frac{1}{2}} - c_{d_2} V_d - c_{q_1} V_q^{\frac{1}{2}} - c_{q_2} V_q \\
 &\leq -\min\{c_{d_1}, c_{q_1}\} \left(V_d^{\frac{1}{2}} + V_q^{\frac{1}{2}} \right) - \min\{c_{d_2}, c_{q_2}\} V \\
 &\leq -\min\{c_{d_1}, c_{q_1}\} V^{\frac{1}{2}} - \min\{c_{d_2}, c_{q_2}\} V,
 \end{aligned} \tag{5-40}$$

其中,

$$\begin{aligned}
 c_{d_1} &= \Gamma_d(t)\gamma_{d_1} - \theta_d \gamma_{d_2}, \\
 c_{d_2} &= \Gamma_d(t)\gamma_{d_3} - \gamma_{d_4} \frac{\dot{\Gamma}_d(t)}{\Gamma_d(t)}, \\
 c_{q_1} &= \Gamma_q(t)\gamma_{q_1} - \theta_q \gamma_{q_2}, \\
 c_{q_2} &= \Gamma_q(t)\gamma_{q_3} - \gamma_{q_4} \frac{\dot{\Gamma}_q(t)}{\Gamma_q(t)},
 \end{aligned}$$

并且,

$$\begin{aligned}
 \gamma_{d_1} &= \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{d_1})}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P_d)}, \quad \gamma_{d_2} = \theta_d \frac{\|q_{d_1}\|_2}{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}(P_d)}, \\
 \gamma_{d_3} &= \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{d_2})}{\lambda_{\max}(P_d)}, \quad \gamma_{d_4} = \frac{\lambda_{\max}(Q_d)}{2\lambda_{\min}(P_d)}, \\
 \gamma_{q_1} &= \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{q_1})}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P_q)}, \quad \gamma_{q_2} = \theta_q \frac{\|q_{q_1}\|_2}{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}(P_q)}, \\
 \gamma_{q_3} &= \frac{\lambda_{\min}(\Omega_{q_2})}{\lambda_{\max}(P_q)}, \quad \gamma_{q_4} = \frac{\lambda_{\max}(Q_q)}{2\lambda_{\min}(P_q)}.
 \end{aligned} \tag{5-41}$$

可以从(5-28)得到, $c_{d_1}, c_{d_2}, c_{q_1}, c_{q_2}$ 将在有限时间内为正值。根据比较原则^[127], 微分不等式(5-40)是有限时间收敛的, 即, $\varepsilon_d, \varepsilon_q$ 在有限时间内收敛至平衡点。至此, 定理5.2证明完毕。 \square

5.3 仿真验证

在这一小节，对图2-1所示的三相两电平功率变换器进行多速率仿真。仿真对比了ASTA- H_∞ 控制策略和传统PI控制器的性能，以体现其有效性。之所以采用多速率仿真，是基于以下两个实际应用因素：

1. 仿真速率 f_1 （代表连续时间的变换器系统）比控制器更新速率 f_2 （代表离散时间的控制器）高两个数量级。
2. 功率开关的开关频率 f_3 与控制器更新速率 f_2 一致。

表5-1为仿真参数，负载干扰类型为阻性负载，在 $t = 0.6s$ 时接入直流端，滤波电感的值设置为偏离其标称值20%以验证ASTA- H_∞ 的鲁棒性。在 $0 \sim 0.15 s$ 时间段内，功率变换器完成预充电，预充电完成后控制器开始运行。ASTA- H_∞ 控制器参数和线性PI控制器参数分别见表5-2和表5-3，这些参数满足内环比外环动态要快得多。

表 5-1 仿真参数
Table5-1 Simulation parameters

参数	数值	描述
f_1	$1 \cdot 10^6$	仿真速率 (Hz)
f_2	$1 \cdot 10^4$	控制器更新速率 (Hz)
f_3	$1 \cdot 10^4$	PWM信号速率 (Hz)
r	0.01	滤波电感串联内阻 (Ω)
R_L	30	负载阻值 (Ω)
C	3300	直流电容 (μF)
L	2	滤波电感 (mH)
f	50	电网频率 (Hz)
E	400	电网电压幅值 (V)
V_{dc}^*	750	直流链路电压参考值 (V)

图5-4-5-8为ASTA- H_∞ 控制策略和线性PI控制器的对比仿真结果。直流输出电压的动态调节性能和跟踪误差见图5-4，可以看出，ASTA- H_∞ 控制策略作用下的直流链路电压暂态响应比PI控制器的快得多。不仅如此，当负载在 $t = 0.6 s$ 接入时，ASTA- H_∞ 作用下的电压过冲比PI控制的也要低很多，PI作用时为78 V，而ASTA- H_∞ 作用时仅为18 V。因此，当受到负载干扰时，ASTA- H_∞ 控制策略更有能力将直流链路电压恢复到参考值。

电网电流 i_d 、 i_q 在受到负载干扰和物理参数变化时的暂态响应见图5-5-5-6。可

表 5-2 ASTA- H_∞ 控制器参数

Table5-2 ASTA- H_∞ Control parameters

控制环	参数	数值
电流跟踪环	$(\lambda_{d_0}, \alpha_{d_0})$	(6, 80)
	$(k_{\lambda_{d_0}}, k_{\alpha_{d_0}})$	(0.2, 10)
	$(\lambda_{q_0}, \alpha_{q_0})$	(6, 80)
	$(k_{\lambda_{q_0}}, k_{\alpha_{q_0}})$	(0.2, 10)
	(ϵ_d, ϵ_q)	(55, 55)
电压调节环	K	68.66
	(κ_1, κ_2)	$(0.6 \cdot 10^3, 3.6 \cdot 10^5)$

表 5-3 PI控制器参数

Table5-3 PI Control parameters

控制环	参数	数值
电流跟踪环	$(k_{pi_{c_d}}, k_{pi_{c_q}})$	(10, 200, 10, 200)
电压调节环	(k_{p_v}, k_{i_v})	(0.2, 5)

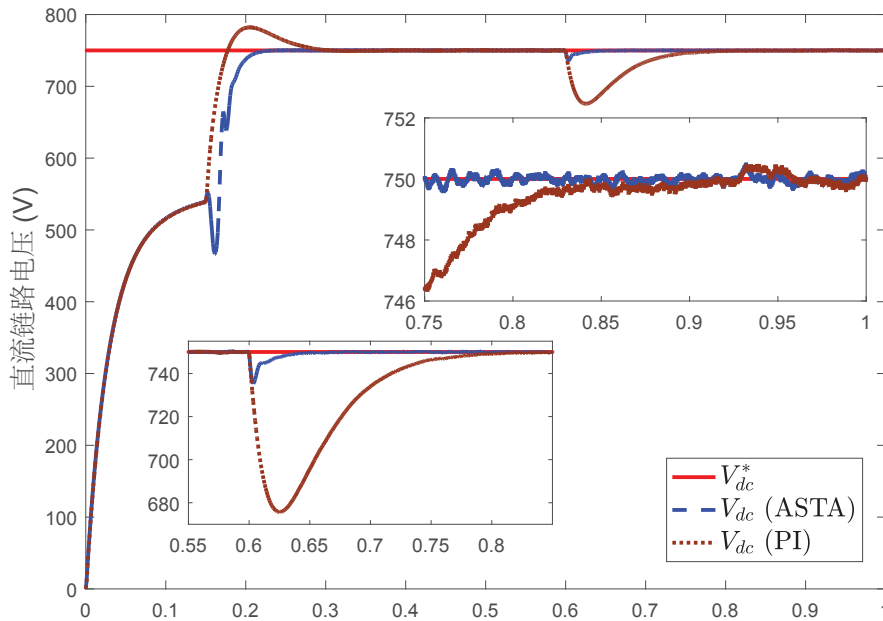


图 5-4 直流链路电压暂态响应

Fig.5-4 Transient response of the dc-link capacitor voltage

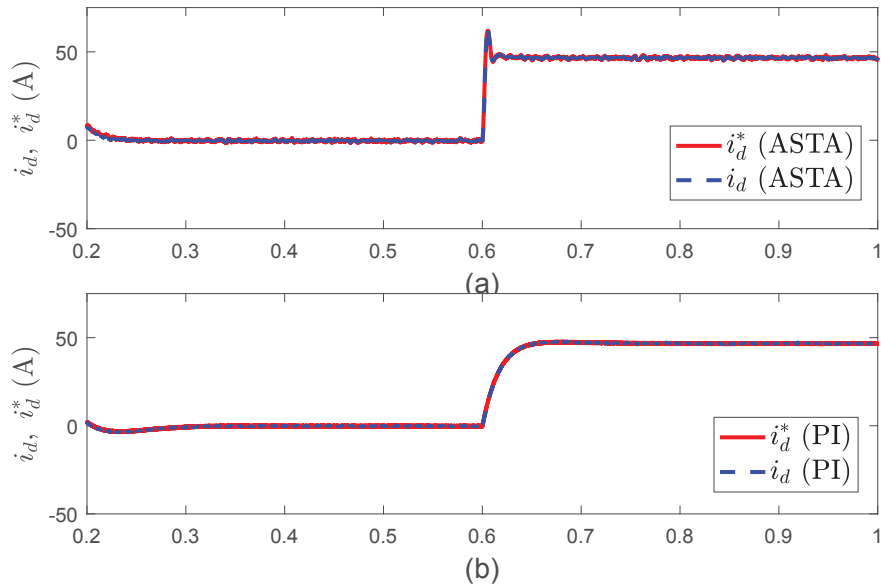


图 5-5 电网电流 i_d 暂态响应: (a) ASTA- H_∞ ; (b) PI控制

Fig.5-5 Transient response of the grid current i_d : (a) Proposed control and (b) PI control

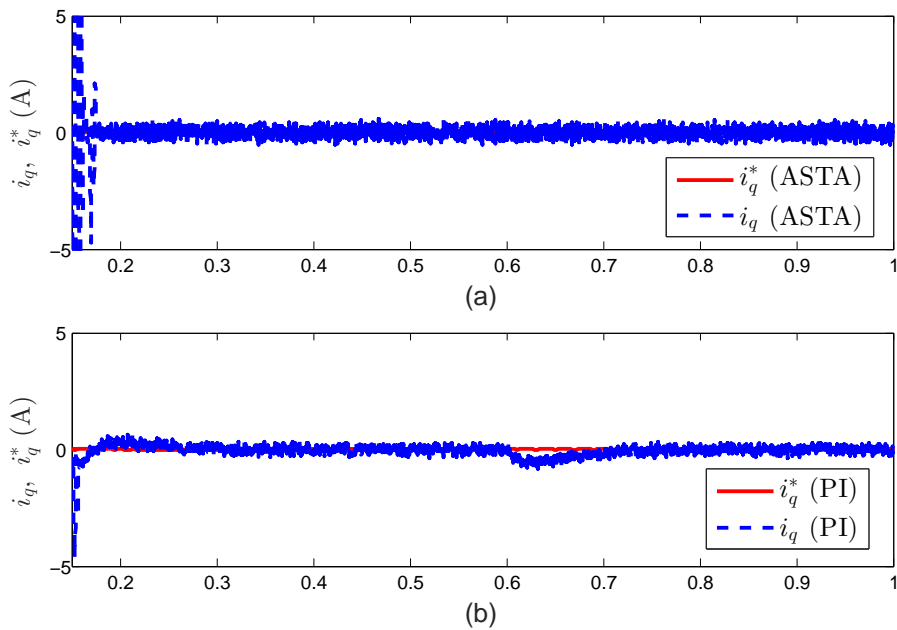


图 5-6 电网电流 i_q 暂态响应: (a) ASTA- H_∞ ; (b) PI控制

Fig.5-6 Transient response of the grid current i_q : (a) Proposed control and (b) PI control

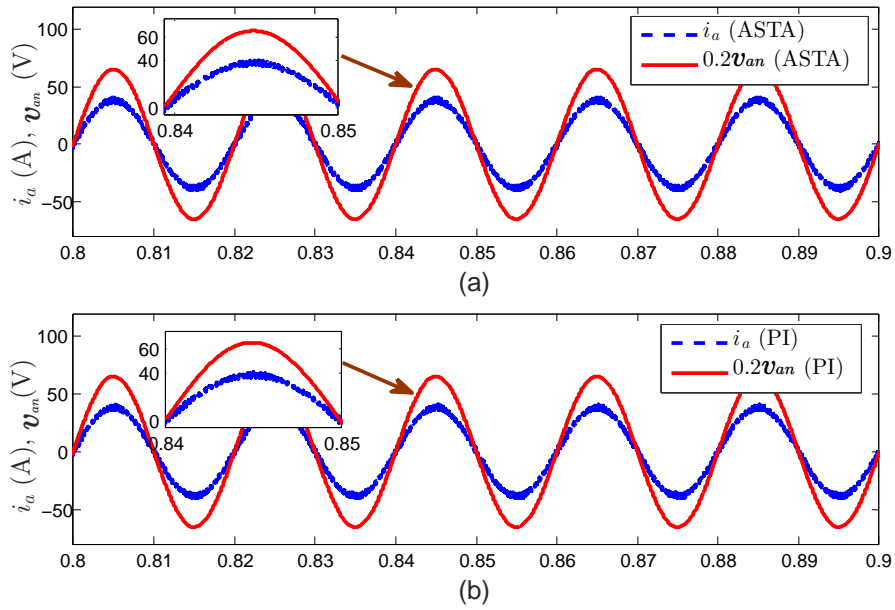


图 5-7 相电流和相电压：(a) ASTA- H_∞ ；(b) PI控制

Fig.5-7 Phase current and source voltage: (a) Proposed control and (b) PI control

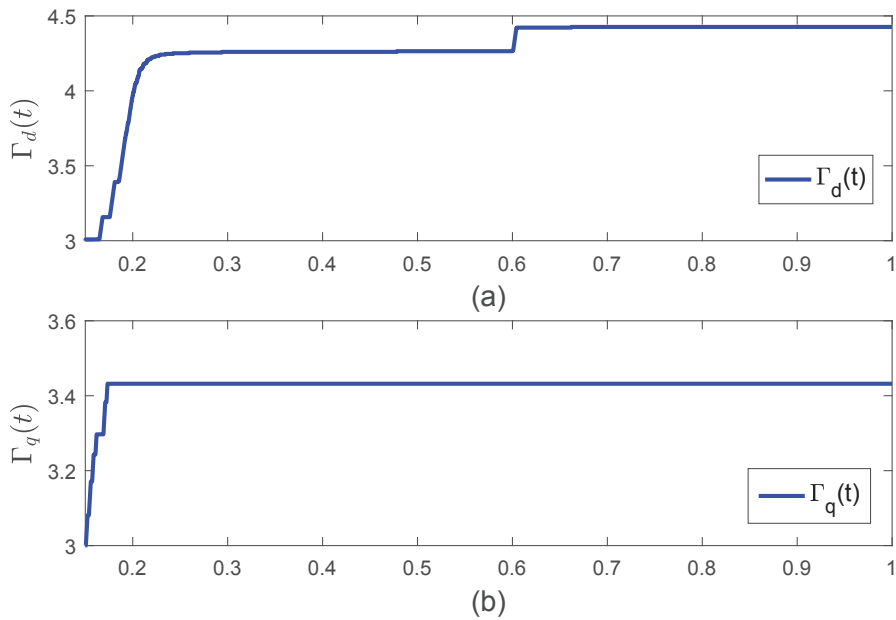


图 5-8 自适应参数 Γ_d 、 Γ_q

Fig.5-8 Adaptive gains of Γ_d and Γ_q

以清楚看出, ASTA- H_∞ 控制策略能获得比线性PI更快的动态。在稳态, 电流 i_d 保持在约46.5 A, 电流 i_q 保持在约0 A, 保证了单位功率因数。在图5-5和图5-6可以观察到电流动态的小量过冲和快速收敛, 即, 当负载电阻在 $t = 0.6$ s突然接入时, ASTA- H_∞ 作用下的电网电流 i_d 、 i_q 比线性PI作用下的收敛得快得多。图5-7的是相电流 i_a 与相应的相电压 U_{ga} 。可以看出, 两种控制策略均可以达到相电流与相应相电压无相差。图5-8显示了自适应参数 $\Gamma_d(t)$ 、 $\Gamma_q(t)$ 的变化过程, 它们保证了滑模变量 s_d 、 s_q 的有限时间收敛。自适应超螺旋滑模算法表达式(5-28)中的控制参数在滑模变量收敛到一定水平后即停止增加。

5.4 本章小结

本章考虑了负载变化和功率变换器系统的参数不确定性, 提出了基于自适应超螺旋算法(ASTA)的 H_∞ 鲁棒控制策略。基于同步旋转(d, q)坐标系下的数学模型, 设计了包含电压调节环和电流跟踪环的双环串联控制结构。电压调节环采用了 H_∞ 控制器结合线性扩展状态观测器(ESO)的方法, 在负载变化和测量噪声的情况下实现了对直流链路电压的有效调节。在电流跟踪环则采用了两个基于自适应超螺旋算法的控制器, 用于跟踪 d 轴和 q 轴电流。由于采用了自适应超螺旋算法, 外界干扰时间导数的上限值不需要预先知晓, 同时电网电流可以在有限时间内收敛到参考值。采用Lyapunov方法分析了闭环系统的稳定性和有限时间收敛性, 并通过仿真验证了此控制策略的有效性和优越性。在扩展状态观测器的作用下, ASTA- H_∞ 可以达到理想的直流链路电压调节性能和干扰抑制性能。仿真结果表明, 与传统线性PI控制器相比, ASTA- H_∞ 可以获得更好的控制性能, 体现在, 当存在参数不确定性和负载变化时, 直流链路电压过冲大幅减小而且恢复速度明显加快。

直至目前, 已经在电压定向控制模式下展开了三相两电平功率变换器控制研究, 主要研究了超螺旋滑模算法、线性干扰观测器、滑模干扰观测器、自适应控制技术和 H_∞ 控制技术等方面的内容。接下来的一章将展开三相三电平中性点钳位变换器(NPC)的控制研究。

第6章 三电平中性点钳位功率变换器的控制策略

6.1 引言

前面第二章至第五章的控制对象均为三相两电平功率变换器，从本章开始，将研究三电平中性点钳位功率变换器（NPC）的先进控制策略。

两电平变换器广泛地应用于中、低压领域，在高压应用场合，虽然可以采用多个开关器件的串并联来缓解器件的过压问题，但这样会带来开关器件的动态/静态的均压和均流等问题，增加技术上的不确定因素，降低系统可靠性。为了解决这个问题，学者们开展了三电平乃至更多电平的变换器的研究，以应用于高压大功率系统。多电平变换器可以大大减少输入电流畸变率，降低系统的对外电磁辐射，减少能量损耗，提高能源效率。因此，三电平乃至更多电平变换器是今后变换器技术发展的趋势。

与两电平变换器相比，三电平和多电平变换器的调制电平数增加，调制波形阶梯数增多，与目标调制波更加接近；调制电平数的增多也降低了输出电压的跳变；输出电压的谐波含量减少；开关器件的等效开关频率得到提高，进而减少损耗，提高效率。如图6-1所示，分别为两电平、三电平和多电平变换器的调制电压波形。可以看到，调制电平数越多，越能逼近目标的输出波形，波形质量越好。在相同开关频率下，多电平调制波形的谐波分量要小于两电平调制波形；反过来讲，若想达到相似的波形质量，多电平变换器的开关频率比两电平的要低，这在大功率应用时可以大大降低能量损耗并且延长器件使用寿命。多电平调制下输出电压的电平之间电压差较小，因此输出电压具有较小的 dv/dt 。

本文研究的三电平功率变换器为三相中性点钳位功率变换器，在工业领域也很常见，其应用范围仅次于前述的两电平变换器，是目前最常用的多电平变换器。它具有以下优点：（1）与两电平变换器相比，三电平变换器可以输出更高的直流电压，同时在输出电压端产生更少的低阶谐波；（2）与更高电平的变换器相比，三电平变换器的电路拓扑相对简单，因而更易于控制、调制和维护^[1, 3]。三电平变换器具有输出功率大、网侧电流谐波含量低、器件电压应力小和系统电磁辐射干扰低等多方面的优点，因此被广泛应用在各种中/高压大功率场合^[129]，例如动车组变流器、船用变频器等^[130]。在相同直流链路电压情况下，三电平变换器功率开关管的电压承受值比两电平变换器降低一半，可以降低对开关管的耐压要求。

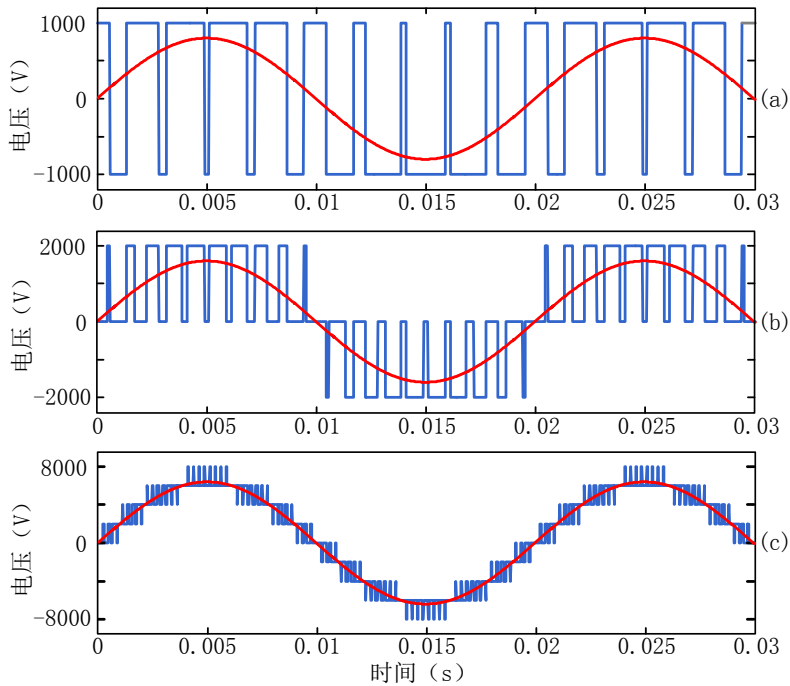


图 6-1 两电平、三电平及多电平变换器调制电压

Fig.6-1 Modulated voltage of two-level, three-level and multilevel converters

当然，增加电平需要付出相应的“代价”。相比于两电平变换器，三电平变换器需要更多的功率开关器件和其他器件，导致成本增加。另一方面，由于存在直流链路电容电压不均衡的问题，因此需要增加对电容电压的平衡控制。

由于电路器件参数差异、不平衡负载、以及控制算法的影响，电路会向中性点注入或抽取电流，导致中性点两侧电容的电压不平衡。中性点电压不平衡将会对交流电压产生低次及偶次谐波，偶次谐波的累积会进一步加剧中性点电压不平衡，最终使系统不稳定，因此需要进行电容电压平衡控制。电容电压的平衡控制主要有两种方案：（1）硬件方案，通过挑选硬件或改变电路拓扑实现中性点电压控制；（2）软件方案，通过优化算法，对中性点电压进行控制。常见的软件方案为零序分量注入法，它是一种与调制方式无关的电容电压平衡策略，实现方式为在三相交流侧注入零序电压或电流分量，从而补偿中性点电压。为了能够注入零序分量，在对三电平变换器进行控制时，需要用到0轴（同步旋转坐标系时）或 γ 轴（固定坐标系时）的控制量。

沿续前面几章的控制方式，针对三电平功率变换器，同样采用基于干扰观测器的控制策略。本章采用的是目前应用较多的线性扩展状态观测器，用于补偿电压环控制器，以实现变换器的直流链路电压调节。之所以采用线性扩展状态观测器，一是因为它是自抗扰技术的一个重要成果，目前其理论体系已较为完善和成

熟，已经在学术界和工程界广泛采用；二是因为在第二章的观测器对比结果中，线性扩展状态观测器也表现了良好的干扰观测性能，仅次于滑模观测器。更值得注意的是， H_∞ 状态反馈控制本质上是一种线性控制，若采用线性扩展状态观测器对其进行补偿，两者结合起来仍然是一个线性控制器。

由于在直流链路的中性点两侧存在对称的电容，三电平变换器比两电平变换器要多出一个控制任务，即平衡两个直流电容的电压，因此需要采用三环控制模式。为了拓展控制模式，本章将在两种控制模式下分别研究三电平变换器的控制策略，即电压定向控制模式和直接功率控制模式。

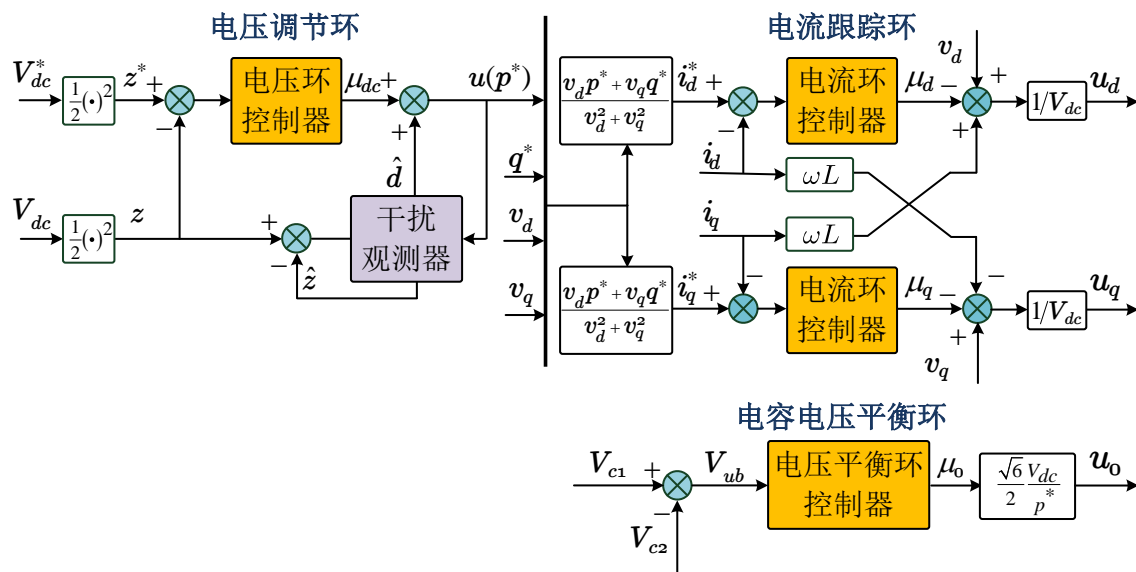


图 6-2 三相三电平中性点钳位功率变换器电压定向控制整体框图

Fig.6-2 Overall VOC diagram of three-phase three-level NPC power converter

图6-2为电压定向控制模式下三相三电平中性点钳位功率变换器的整体控制框图，包括电压调节环、电流跟踪环和电容电压平衡环。可以看到，在电压定向控制模式下，三电平中性点钳位变换器比两电平变换器增加了电容电压平衡环。为了向中性点注入零序分量使得电压平衡，在此控制模式下需要0轴控制量。

图6-3为直接功率控制模式下三相三电平中性点钳位功率变换器的整体控制框图，包括电压调节环、瞬时功率跟踪环和电容电压平衡环。与电压定向控制模式不同的是，此模式在 (α, β) 坐标系下直接对功率进行跟踪，相应地，电容电压平衡环采用 γ 轴控制量实现电压平衡。

本章首先在电压定向控制模式下检验线性扩展状态观测器对于变换器控制性能的提升作用。在电压控制环，线性扩展状态观测器对随机连到变换器直流侧的负载进行估计，然后将负载估计值补偿到PI控制器。通过仿真验证了线性扩展状

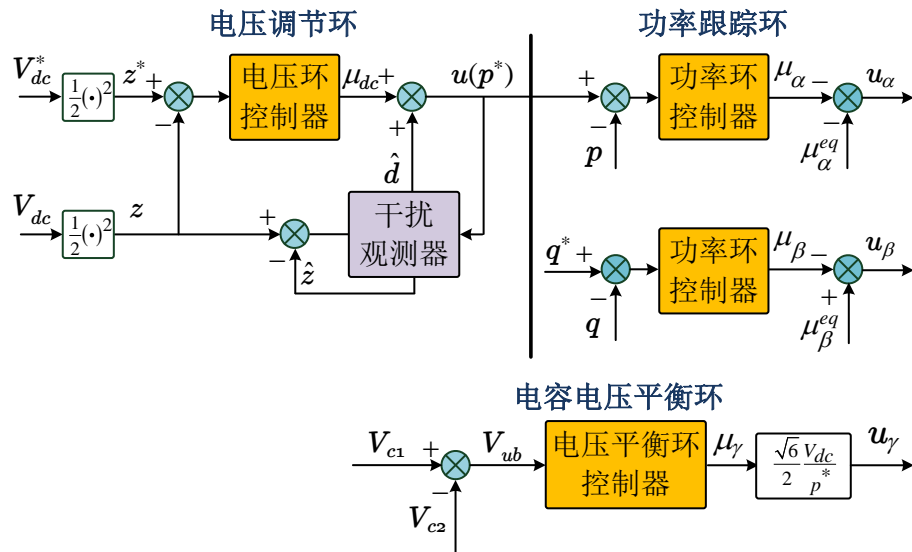


图 6-3 三相三电平中性点钳位功率变换器直接功率控制整体框图

Fig.6-3 Overall DPC diagram of three-phase three-level NPC power converter

态观测器的有效性和先进性，为了检验控制方案的鲁棒性，在仿真模型中采用了三种负载水平，模拟变化范围较大的负载。仿真结果表明：（1）线性扩展状态观测器可以显著提升电压控制环的控制性能，体现在电压压降减小和过渡时间缩短方面；（2）线性扩展状态观测器可以提升电压控制环对负载变化的鲁棒性。

鉴于线性扩展状态观测器对于三电平变换器控制的有效性在电压定向控制模式下得到了验证，进一步把它应用到直接功率控制模式，同时结合第五章的 H_∞ 控制和自适应超螺旋滑模控制的方法，提出了基于 H_∞ 控制技术的直接功率控制。电压调节环采用的是基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制器，用于调节变换器的直流链路电压，同时抑制干扰估计误差对输出的影响。瞬时功率跟踪环采用了超螺旋滑模控制器，将有功和无功功率收敛到它们的参考值。控制器设计在固定 (α, β) 坐标系下进行，与同步旋转 (d, q) 坐标系相比，此坐标系不需要电网电压的相角信息。在电容电压平衡环，采用基于自适应估计器的超螺旋滑模控制方法，与第五章的自适应律不同，本章的自适应估计器最终简化成为谐振滤波器的形式，对电容电压差动态方程中的干扰信号（基波和三次谐波组成）进行估计。仿真结果表明，在此控制策略下，变换器总体的系统动态性能有了显著提高，闭环系统达到给定的干扰抑制水平，同时电容电压实现了平衡。

6.2 数学模型及控制目标

6.2.1 数学模型

图6-4为三相三电平功率变换器的拓扑结构。 v_{an} 、 v_{bn} 和 v_{cn} 为平衡的三相电网电压，经过三个滤波电感 L 输入到变换器。 i_a 、 i_b 和 i_c 为对应的三相电网电流。 u_{ij} ($i = \{a, b, c\}, j = \{1, 2\}$) 为控制器输出的开关信号。两个等值的电容 C 放在直流链路中性点 N 的两侧。 V_{c1} 和 V_{c2} 分别为上下两电容两端的电压。 V_{dc} 为待控制的直流链路电压。 R_L 为随时接入到变换器直流链路的阻性负载。 i_{load} 为负载电流。

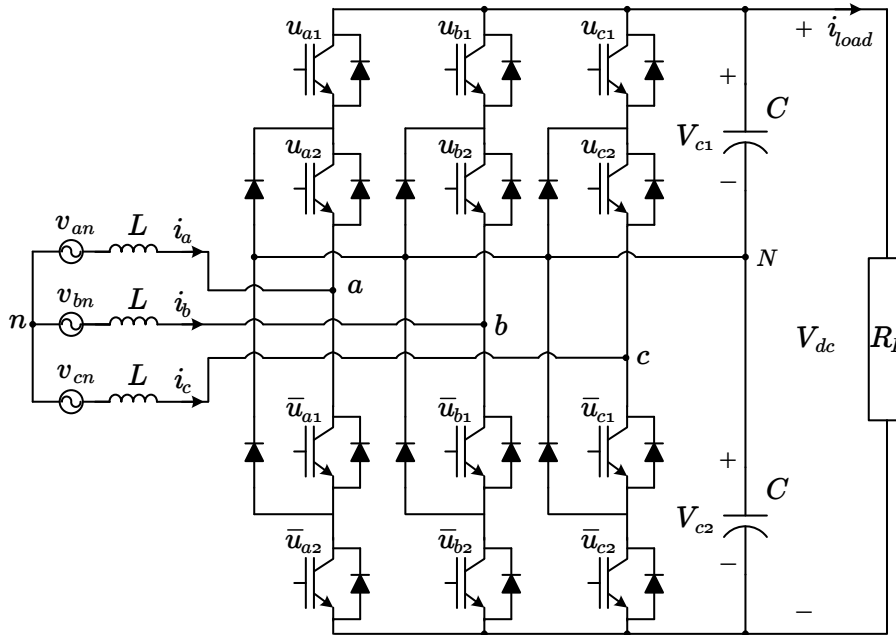


图 6-4 三相三电平功率变换器

Fig.6-4 Three-phase three-level power converter

图6-4所示的电路在 (a, b, c) 自然坐标系下的数学模型如下^[28]:

$$L \frac{di_{abc}}{dt} = v_{abc} - \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a & u_a^2 \\ u_b & u_b^2 \\ u_c & u_c^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} \\ V_{ub} \end{pmatrix}, \quad (6-1)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = u_{abc}^T i_{abc} - 2i_{load}, \quad (6-2)$$

$$C \frac{dV_{ub}}{dt} = (u_{abc}^2)^T i_{abc}, \quad (6-3)$$

其中， $v_{abc} = \{v_{an}, v_{bn}, v_{cn}\}^T$ ， $i_{abc} = \{i_a, i_b, i_c\}^T$ ， $u_{abc} = \{u_a, u_b, u_c\}^T$ 为控制器输出的三相占空比， $V_{ub} = V_{c1} - V_{c2}$ 为中性点两侧电容的电压差。

与两电平变换器类似，为了方便控制器的设计，对系统(6-1)-(6-3)进行以下坐标变换。

(1) 固定 (α, β, γ) 坐标系模型

对系统(6-1)-(6-3)进行如下功率不变Clarke变换，

$$\{\cdot\}_{\alpha\beta\gamma} = T_{abc-\alpha\beta}\{\cdot\}_{abc}, \quad T_{abc-\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (6-4)$$

可以得到系统在固定 (α, β, γ) 坐标系下的模型^[28]：

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{6}}(u_{\beta}^2 - u_{\alpha}^2) - \frac{1}{\sqrt{3}u_{\alpha}u_{\gamma}} \\ \frac{u_{\alpha}u_{\beta}}{\sqrt{6}} - \frac{u_{\beta}u_{\gamma}}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} V_{ub}, \quad (6-5)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{2}{R_L} V_{dc}, \quad (6-6)$$

$$C \frac{dV_{ub}}{dt} = \frac{2}{\sqrt{6}} \left[u_{\alpha}^2 - u_{\beta}^2, -u_{\alpha}u_{\beta} \right] i_{\alpha\beta} + \frac{1}{\sqrt{6}} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} u_{\gamma}, \quad (6-7)$$

其中， $v_{\alpha\beta} = \{v_{\alpha}, v_{\beta}\}^T$ 为电网电压， $i_{\alpha\beta} = \{i_{\alpha}, i_{\beta}\}^T$ 为电网电流， $u_{\alpha\beta} = \{u_{\alpha}, u_{\beta}\}^T$ 和 u_{γ} 为控制信号。与两电平变换器一样，控制信号产生后，将转换回 u_a 、 u_b 和 u_c 并通过调制器执行。可以看到，由于电容电压平衡需要用到 γ 轴的控制量，因此这里的固定坐标变换为三轴坐标变换，而之前两电平变换相应的坐标变换仅为二轴变换。

需要注意的是，当变换器正常运行时， V_{ub} 将接近零，可以假设为至少比 V_{dc} 要低一个数量级，另一方面，占空比 $u_{\alpha\beta}$ 在区间 $[-1, 1]$ 取值，因此式(6-5)右侧的第三项将比第二项至少要低两个数量级。基于这个考虑，式(6-5)可以用下式近似：

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta}. \quad (6-8)$$

下面从瞬时功率的角度来简化式(6-7)。基于瞬时有功功率 p 和无功功率 q 的定义^[131]，可以得到：

$$p = v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta}, \quad q = v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6-9)$$

p 和 q 的动态方程可以表示为：

$$\begin{aligned} L \dot{p} &= v_{\alpha\beta}^T \left(L \omega q \frac{v_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} \right), \\ L \dot{q} &= v_{\alpha\beta}^T J^T \left(-L \omega p \frac{J v_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} - \frac{V_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} \right), \end{aligned} \quad (6-10)$$

其中 $\|v_{\alpha\beta}\|^2 = v_{\alpha\beta}^T v_{\alpha\beta}$ 。

令 $\dot{p} = 0, \dot{q} = 0$, 可以得到如下等效控制器:

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = \frac{2}{V_{dc}} \left\{ \left(\|v_{\alpha\beta}\|^2 + \omega Lq \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} - (\omega Lp) \frac{Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right\}. \quad (6-11)$$

考虑到瞬时功率动态要比 V_{ub} 的快, 令 $p = p^*, q = q^*$, 并将式(6-50)代入到(6-7), 可以得到:

$$C \frac{dV_{ub}}{dt} = \frac{2p^*}{\sqrt{6}V_{dc}} u_\gamma + \Phi(t), \quad (6-12)$$

其中,

$$\Phi(t) = \frac{2}{\sqrt{6}} \left[(u_\alpha^{eq})^2 - (u_\beta^{eq})^2, -u_\alpha^{eq} u_\beta^{eq} \right] i_{\alpha\beta}. \quad (6-13)$$

可以看到 $\Phi(t)$ 由基波和三次谐波组成。

因此, 基于式(6-6), (6-8)和(6-12), 可以得到简化后的三电平变换器动态模型:

$$\begin{aligned} L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= v_{\alpha\beta} - \frac{v_{dc}}{2} u_{\alpha\beta}, \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} &= u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{2}{R_L} V_{dc}, \\ C \frac{dV_{ub}}{dt} &= \frac{2p^*}{\sqrt{6}V_{dc}} u_\gamma + \Phi(t). \end{aligned} \quad (6-14)$$

(2) 同步旋转 $(d, q, 0)$ 坐标系模型

对简化后的三电平变换器动态模型(6-14)进行如下Park变换:

$$\{\cdot\}_{dq0} = T_{\alpha\beta\gamma-dq0} \{\cdot\}_{abc}, \quad T_{\alpha\beta\gamma-dq0} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin\omega t & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6-15)$$

可以得到系统在同步旋转 $(d, q, 0)$ 坐标系下的模型:

$$L \frac{di_d}{dt} = \omega L i_q + v_d - \frac{V_{dc}}{2} u_d, \quad (6-16)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -\omega L i_d + v_q - \frac{V_{dc}}{2} u_q, \quad (6-17)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = u_d i_d + u_q i_q - 2i_{load}, \quad (6-18)$$

$$C \frac{dV_{ub}}{dt} = \frac{2p^*}{\sqrt{6}V_{dc}} u_0 + \Phi(t), \quad (6-19)$$

其中, v_d, v_q 为电网电压, i_d, i_q 为电网电流, ω 为电网电压角频率, u_d, u_q 和 u_0 为控制信号, $\Phi(t)$ 是由基波和三阶谐波组成的信号, p^* 为有功功率参考值。需要注意

的是，与之前的两电平变换器一样，当变换器在同步旋转 (d, q) 坐标系下建模时，控制器中需要包含锁相环以向Park变换提供电网电压的角度信息^[121]。

6.2.2 控制目标

对于三电平中性点钳位变换器，其控制目标主要有三个，包括：调节直流链路电压到参考值，按要求产生有功和无功功率，以及平衡直流链路的两个电容上的电压。因此，它的控制问题包括以下三个方面：

(1) 电压调节问题：直流链路电压 V_{dc} 调节到设定的参考值 V_{dc}^* ，即

$$V_{dc} \rightarrow V_{dc}^*. \quad (6-20)$$

(2) 功率/电流跟踪问题：

- 功率跟踪：瞬时有功/无功功率 p 、 q 跟踪对应的参考值，即

$$p \rightarrow p^*, \quad q \rightarrow q^*. \quad (6-21)$$

- 电流跟踪：电流跟踪相应的参考值，即

– 在 (α, β, γ) 坐标系下：

$$i_\alpha \rightarrow i_\alpha^*, \quad i_\beta \rightarrow i_\beta^*. \quad (6-22)$$

– 在 $(d, q, 0)$ 坐标系下：

$$i_d \rightarrow i_d^*, \quad i_q \rightarrow i_q^*. \quad (6-23)$$

- 电容电压平衡：保证直流链路的两个电容没有电压差，即

$$V_{ub} = 0. \quad (6-24)$$

可以看到，前两个控制问题与前文的两电平变换器的一样，第三个目标为中性点钳位变换器新增加的控制问题。

6.3 电压定向控制

6.3.1 电压调节环

如图6-5，电压控制环包括前向通道的控制器和后向通道的观测器。后向观测器估计外界干扰的值，并将干扰的估计值补偿到前向控制器。

(1) PI控制器

前向控制器采用传统的PI控制算法。考虑三电平变换器的直流链路电压动态方程(6-18)，参考两电平变换器的定义方式，定义 $p^* = v_d i_d^* + v_q i_q^*$ ， $p_{load} = V_{dc} i_{load}$ ，

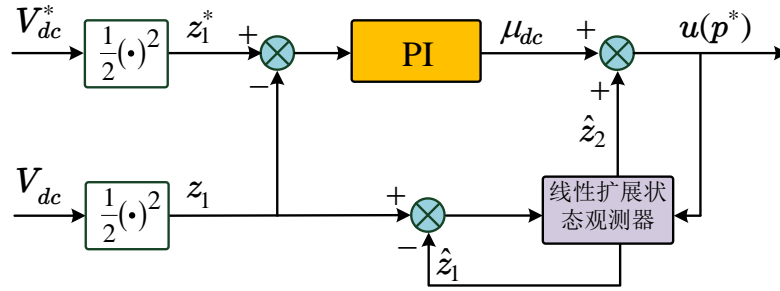


图 6-5 基于扩展状态观测器的电压调节环

Fig. 6-5 Voltage regulation loop compensated by extended state observer

可以得到:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{V_{dc}} (p^* - 2p_{load}), \quad (6-25)$$

其中负载功率 $2p_{load}$ 会对 V_{dc} 造成扰动, 因此是电压环系统的干扰项。继续定义 $(V_{dc}^*)^2/2 = z_1^*$, $V_{dc}^2/2 = z_1$, $p^* = \mu_{dc}$ (控制器未受到观测器补偿时的输出信号), $2p_{load} = d$, 则(6-25)改写为:

$$C\dot{z}_1 = \mu_{dc} - d. \quad (6-26)$$

其中 z_1 为待控制变量, μ_{dc} 为控制信号, d 为外界干扰。因此 PI 控制器设计为

$$\mu_{dc} = K_{pv}e_v + K_{iv} \int_0^t e_v dt, \quad (6-27)$$

其中 $e_v = z_1^* - z_1$ 。显然, z_1 跟踪到 z_1^* 等价于 V_{dc} 跟踪到 V_{dc}^* 。

(2) 线性扩展状态观测器

后向观测器采用线性扩展状态观测器的形式。此观测器将外界干扰 d 视作系统的一个增广状态 z_2 对其进行估计, 然后把估计值 \hat{z}_2 补偿到前向 PI 控制器的输出信号 μ_v 中。因此, 电压控制环最终的输出信号变为 $p^* = u$, z_1 的动态应改写为

$$C\dot{z}_1 = \mu_{dc} + \hat{z}_2 - z_2. \quad (6-28)$$

线性扩展状态观测器设计如下:

$$\begin{cases} C\dot{\hat{z}}_1 = u - \hat{z}_2 + \beta_1 e_1, \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\beta_2 e_1, \\ e_1 = z_1 - \hat{z}_1, \end{cases} \quad (6-29)$$

观测误差的动态方程如下:

$$\dot{e} = Ae + Bh(t), \quad (6-30)$$

其中 $e = [e_1 \ e_2]^T$, $A = \begin{bmatrix} -\beta_1/C & -1/C \\ \beta_2 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $h(t) = \dot{z}_2$, $e_2 = z_2 - \hat{z}_2$ 。同样, 为保证

观测误差能够收敛到平衡点，观测器参数 β_1 、 β_2 应该满足矩阵A为Hurwitz矩阵。

6.3.2 电流跟踪环

电流跟踪环采用与第三章一样的传统SRF-PI控制，其控制框图参见图3-2。定义电流误差信号为：

$$e_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix}. \quad (6-31)$$

则d轴和q轴电流的PI控制器设计如下：

$$\mu_d = K_{pid}e_d + K_{ild} \int_0^t e_d dt, \quad (6-32)$$

$$\mu_q = K_{piq}e_q + K_{ilq} \int_0^t e_q dt. \quad (6-33)$$

结合式(2-9)和(2-10)，则两轴电流的控制信号为：

$$u_d = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_d + v_d + \omega L i_q), \quad (6-34)$$

$$u_q = \frac{1}{V_{dc}} (-\mu_q + v_q - \omega L i_d). \quad (6-35)$$

6.3.3 电容平衡环

图6-6为直流侧两电容的电压平衡控制环，采用的是传统的PI控制。如前文所述，电容电压平衡环的控制量为0轴控制信号。

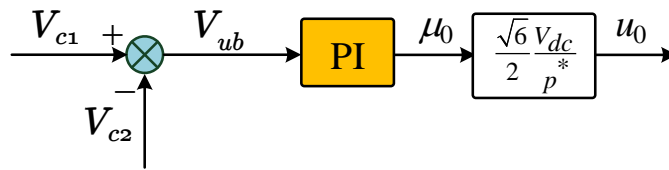


图 6-6 直流链路电压平衡控制

Fig.6-6 Capacitor voltage balance control

PI控制器的输出信号为：

$$\mu_0 = K_{pBlc} V_{ub} + K_{iBlc} \int_0^t V_{ub} dt, \quad (6-36)$$

则电压平衡环的最终控制信号为：

$$u_0 = \frac{\sqrt{6} V_{dc}}{2 p^*} \mu_0. \quad (6-37)$$

6.3.4 仿真验证

为了验证线性扩展状态观测器对电压控制环控制性能的提升作用，采用不同的负载电阻进行了仿真。

仿真采用的系统参数见表6-1。负载干扰类型为阻性负载，在 $t = 0.8s$ 时接入功率变换器的直流侧。无功功率参考值设置为0 kVAr以达到单位功率因数，因此 i_q^* 为0 A。

表 6-1 仿真参数

Table6-1 Simulation parameters

参数	数值	描述
v_{abc}	380	电网线电压 (V)
f	50	电网频率 (Hz)
L	2	滤波电感 (mH)
C	6000	直流电容 (μ F)
V_{dc}^*	750	直流链路电压参考值 (V)
R_L	93.75/15.625/7.8125	负载电阻 (Ω)
f_s	6.4	采样频率 (kHz)
f_c	6.4	控制更新频率 (kHz)

如表中所示，负载电阻将采用三个不同值来产生不同功率水平的干扰。

表6-2所示为控制参数，包括电压控制环的PI控制器参数、扩展状态观测器参数，电流控制环和电容电压平衡环的PI控制参数。

表 6-2 控制器参数

Table6-2 Control parameters

电压控制环控制器	电压控制环观测器	电流控制环	电容电压平衡环
$K_{pv} = 0.06$	$\beta_1 = 8.4$	$K_{pId} = K_{pIq} = 1$	$K_{pBtc} = 0.005$
$K_{iv} = 0.8$	$\beta_2 = 2058$	$K_{iId} = K_{iIq} = 40$	$K_{iBtc} = 10^{-5}$

(1) 工况1: $R_L = 93.75 \Omega$

此工况下的负载干扰为6 kW。

图6-7所示为直流链路电压暂态响应。可以看出，负载接入直流侧后，不使用观测器时，纯PI控制器作用下直流链路电压下降70 V，过渡时间为0.32 s；当PI控制器得到观测器补偿时，直流链路电压仅下降12 V，仅为纯PI控制下的17.1%，

过渡时间为0.28 s，比纯PI的稍快。使用观测器补偿时，有一个轻微电压过冲，约3.8 V，与电压参考值相比，此过冲可以忽略。

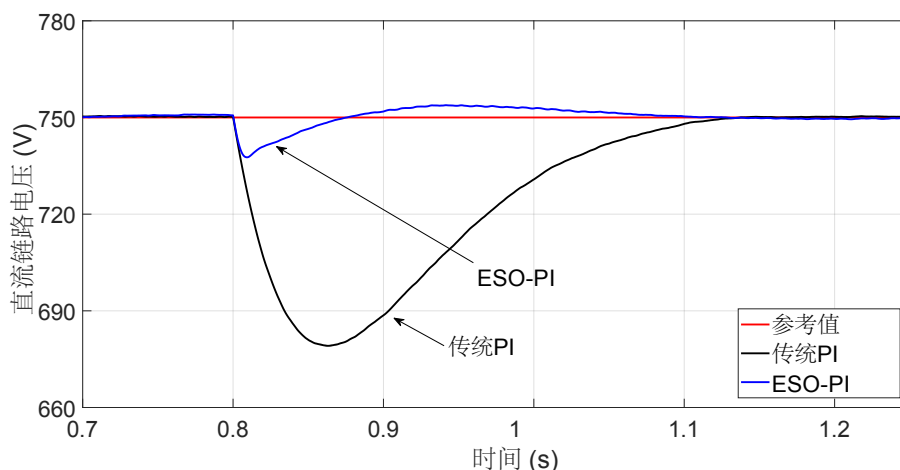


图 6-7 直流链路电压暂态响应：工况1

Fig.6-7 DC-link voltage transient response of case 1

图6-8和图6-9分别为纯PI和观测器补偿的PI的稳态电流谐波分布和总畸变水平，可以看出两种控制方案的结果相似。

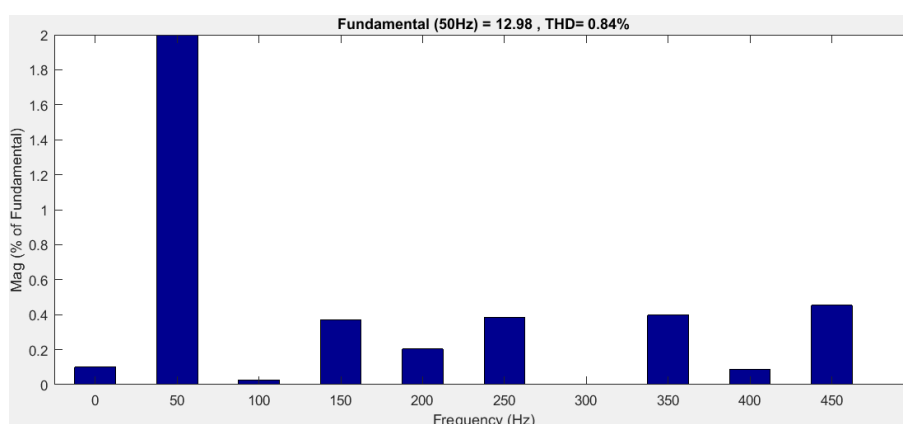


图 6-8 工况1的稳态电流谐波分布：PI控制

Fig.6-8 Stead-state current THD under case1: conventional PI control

因此，可以说扩展状态观测器显著地提高了电压控制环的控制性能。

图6-10为ESO-PI作用下的电网电流波形，三相电流平衡且为正弦波形，说明电流内环运行良好。图6-11为直流侧两电容的电压，被很好地调节至直流链路电压参考值的一半，所以两电容电压是平衡的。

为了测试ESO-PI的鲁棒性，在仿真过程中提高了负载干扰水平。

(2) 工况2: $R_L = 31.25 \Omega$

首先，将负载干扰提升至18 kW，是工况1的3倍。

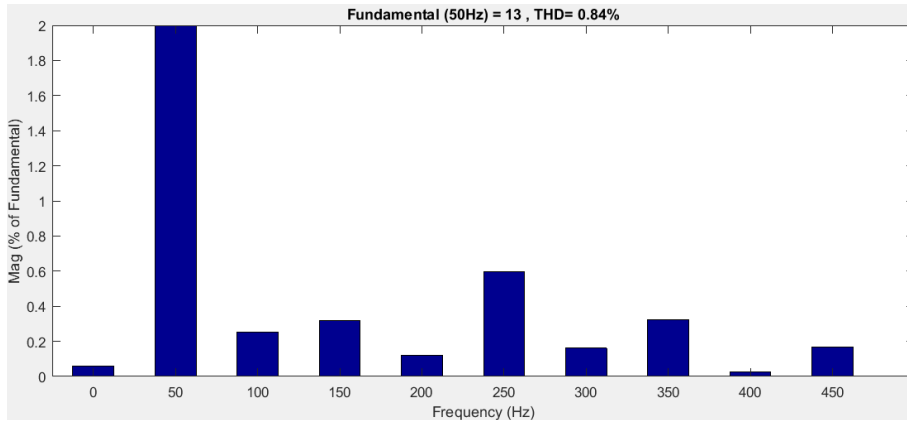


图 6-9 工况 1 的稳态电流谐波分布: ESO-PI

Fig.6-9 Stead-state current THD under case 1: proposed control strategy

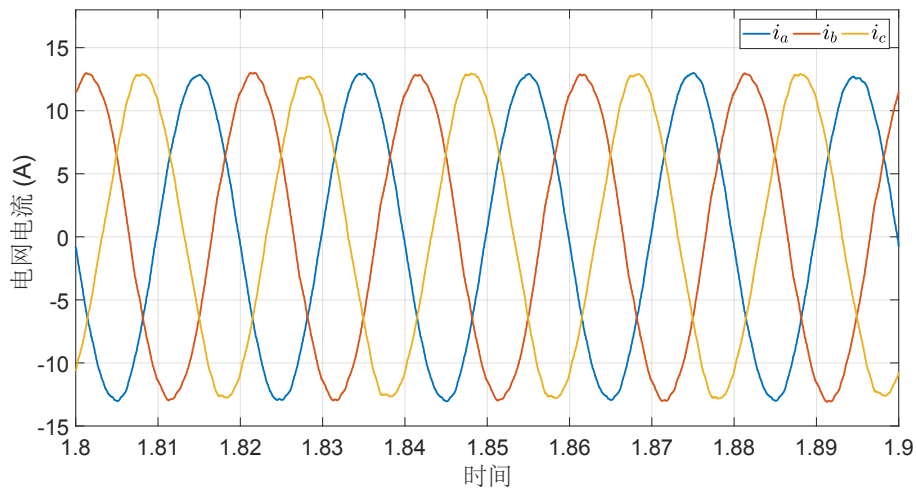


图 6-10 稳态时的电网电流

Fig.6-10 Grid currents in steady-state

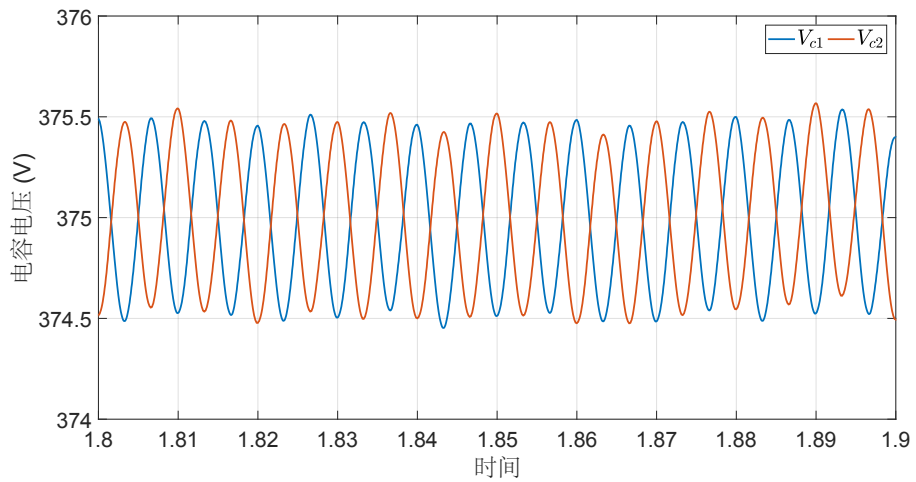


图 6-11 直流链路电容电压

Fig.6-11 DC-link capacitor voltages

从图6-12可以看出，在负载提高3倍后，ESO-PI比纯PI控制有明显的优势。纯PI控制下电压下降120 V，过渡时间为0.62 s。经观测器补偿后，电压压降减小到30 V，仅为未补偿前的1/4，过渡时间缩短至0.3 s，较之前缩短了一半，而产生的电压过冲仅为7.8 V，相比参考值是非常小的。

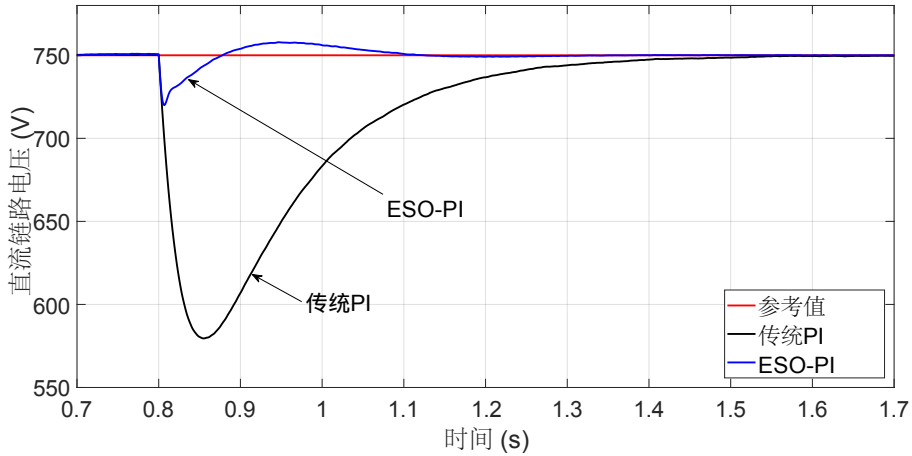


图 6-12 直流链路电压暂态响应：工况2

Fig.6-12 DC-link voltage transient response of case 2

与工况1相比，负载增加后，ESO-PI作用下的电压压降增加了18 V，过渡时间基本不变；而纯PI作用下的电压压降增加了50 V，过渡时间增加了一倍。此工况下的电流谐波分布和总畸变水平见图6-13和图6-14。两种控制策略下的电流总畸变水平相似。

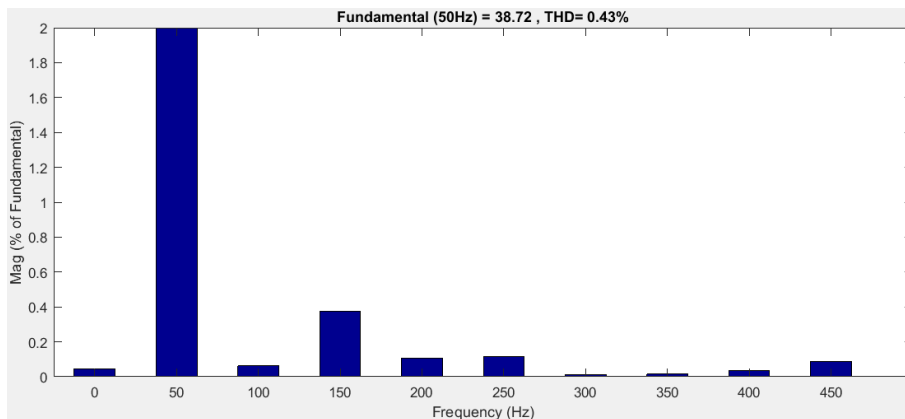


图 6-13 工况2的稳态电流谐波分布：PI控制

Fig.6-13 Stead-state current THD under case2: conventional PI control

上述结果表明，观测器补偿下的PI控制器比纯PI控制器具有更强的鲁棒性。

(3) 工况3: $R_L = 15.625 \Omega$

在工况2的基础上再把负载加大一倍，增加至36 kW。

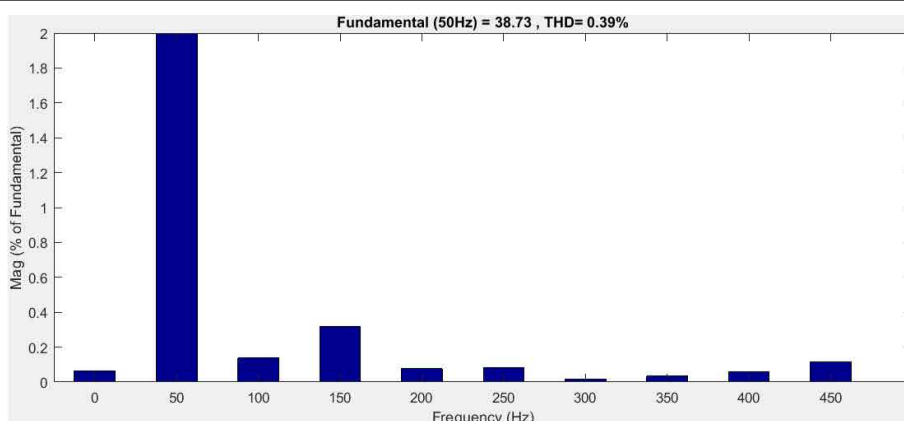


图 6-14 工况2的稳态电流谐波分布: ESO-PI

Fig.6-14 Stead-state current THD under case2: proposed control strategy

与前两个工况一致，ESO-PI比纯PI控制的性能更好，如图6-15所示。在如此大的负载下，纯PI的电压压降为240 V，这将触发变换器的过低电压保护，因此纯PI控制在这个负载水平下不能正常工作了，除非更换控制参数。然而，观测器补偿下的PI控制器仍然可以有效运行，其电压压降为59 V，过度时间和电压过冲均很小。

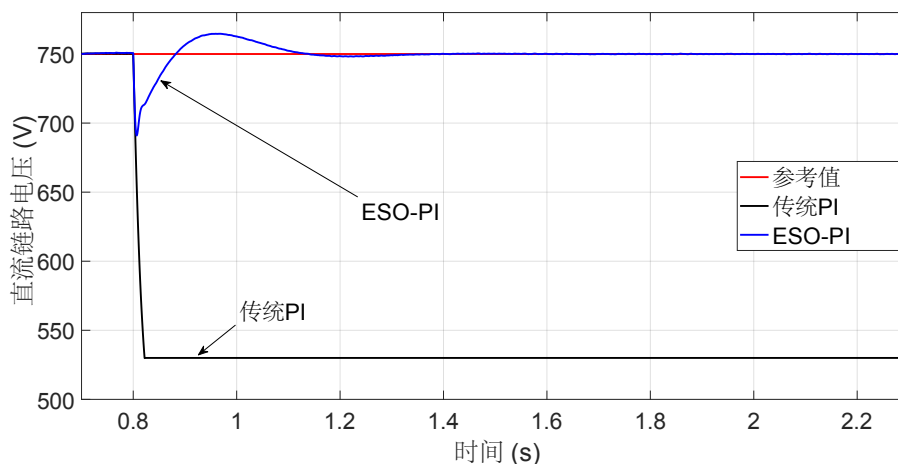


图 6-15 直流链路电压暂态响应: 工况3

Fig.6-15 DC-link voltage transient response of case 3

总结上述结果，可以看出，与传统的PI控制相比：（1）线性扩展状态观测器显著地提高了直流链路电压暂态响应性能，获得了较小的电压压降和较短的过渡时间；（2）经观测器补偿后，PI控制器对于负载变化的鲁棒性能大大提升，体现在：1）当干扰增大到纯PI无法工作时，观测器补偿的PI控制器仍能运行，从而拓宽了变换器的运行范围；2）即使干扰负载大幅增大，直流链路电压的过渡时间基本保持不变。接下来将在 H_∞ 控制技术的基础上，对三电平中性点钳位功率变换器

进行直接功率控制。

6.4 直接功率控制

直接功率控制是在Akagi等学者提出的瞬时功率理论上发展起来的著名的电力电子变换器控制策略^[131]。它根据有功/无功瞬时功率的误差以及电压矢量的位置直接跟踪目标功率，而不需要再对电流进行控制，因此不需要电流控制环，使控制结构变得简单，也省去了电流控制环的整定步骤。由于采用的是滞环控制方式，它的参数鲁棒性好，动态响应快。

6.4.1 电压调节环

如图6-16所示，在电压调节环采用与第五章一样的基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制策略。不同的是，电压调节环将产生瞬时有功功率参考值，并传递到功率跟踪环。

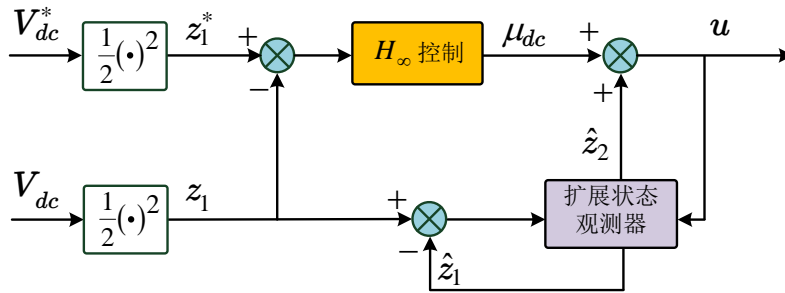


图 6-16 电压调节环：基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制

Fig.6-16 Voltage regulation loop: H_∞ control based on ESO

直接功率控制在 (α, β) 坐标系下进行控制器设计，因为在此坐标系下有功和无功功率已经可以明确表达。考虑式(6-6)，定义 $p^* = v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta}^*$ ， $p_{load} = \frac{V_{dc}^2}{R_L}$ ，同时假设功率环动态要比电压环动态要快得多，三电平变换器的直流链路电压动态可以写成如下形式：

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{V_{dc}} (p^* - 2p_{load}). \quad (6-38)$$

可以看到，直接功率控制模式下的直流电压动态与电压定向控制模式下的一致。接下来将采用一种新的方法设计线性扩展状态观测器，对负载干扰进行估计。

(1) 扩展状态观测器的设计

定义 $z_1 = \frac{V_{dc}^2}{2}$ 为原始系统状态变量，同时将负载干扰扩展为新的系统状态变量 $z_2 = \frac{2p_{load}}{C}$ ，则系统模型(6-38)可表示为：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = u - z_2, \\ \dot{z}_2 = h(t), \end{cases} \quad (6-39)$$

其中 $u = \frac{P^*}{C}$ 为控制信号, $h(t)$ 为 z_2 的导数且假设其有界。针对扩展后的系统(6-39), 设计如下包括带宽参数的线性扩展状态观测器^[107]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = u - \hat{z}_2 + 2\omega_0 e_1, \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\omega_0^2 e_1, \end{cases} \quad (6-40)$$

其中 $\hat{z} = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2]^T$ 为系统状态 $z = [z_1 \ z_2]^T$ 的估计值, $e_1 = z_1 - \hat{z}_1$ 为 z_1 的观测误差, ω_0 为扩展状态观测器的带宽。利用带宽 ω_0 选择观测器参数的好处在于, 使得观测器有两个相同的极点而且可以直观地看出来。

定义 $e_2 = z_2 - \hat{z}_2$, 可以得到观测误差动态如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -2\omega_0 e_1 - e_2, \\ \dot{e}_2 = \omega_0^2 e_1 + h(t). \end{cases} \quad (6-41)$$

定义 $\varepsilon_1 = \frac{e_1}{\omega_0}$, $\varepsilon_2 = \frac{e_2}{\omega_0^2}$, 则(6-41)可以改写为:

$$\dot{\varepsilon} = \omega_0 A \varepsilon + \frac{1}{\omega_0^2} \varphi(t), \quad (6-42)$$

其中 $\varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2]^T$, A 为 Hurwitz 矩阵, $\varphi(t) = [0 \ h(t)]^T$ 。

引理 6.1 ^[132] 对于任意有界函数 $h(t)$, 存在标量 δ , 使得 $|h(t)| \leq \delta$, 则系统(6-42)中的状态估计有界, 即

$$\|\varepsilon\| \leq \varrho, \quad \varrho = O\left(\frac{1}{\omega_0^\nu}\right), \quad \forall t \geq T, \quad (6-43)$$

其中 ν 为正整数, T 为有限时间。

(2) H_∞ 控制器设计

基于 \hat{z}_2 , 可以设计如下控制器:

$$u = \mu_h(e) + \hat{z}_2, \quad (6-44)$$

其中 $\mu_h(e) = Ke$, K 为待设计的控制器参数, $e = z_1^* - z_1$ 为直流链路电压的跟踪误差。本章 H_∞ 控制问题与第五章的一样, 即使得干扰估计误差 e_2 到直流电压跟踪误差 e 的影响指标小于 γ :

$$\int_0^{+\infty} e^T(t)e(t)dt \leq \gamma^2 \int_0^{+\infty} e_2(t)^T(t)e_2(t)dt. \quad (6-45)$$

因此可以采用定理(5.1)来设计 H_∞ 控制器 K 。

6.4.2 功率跟踪环

如图(6-17)为采用超螺旋滑模控制器的功率跟踪环。电压调节环产生了有功功率参考值 p^* 。无功功率参考值 q^* 根据应用场合的需要人为给定。功率跟踪环的任务则是使有功和无功功率 p 和 q 收敛到它们的参考值。

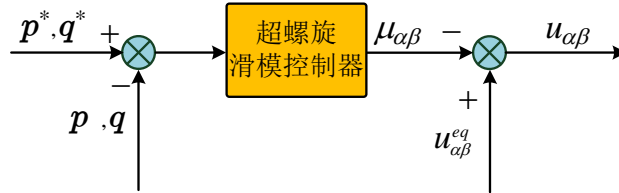


图 6-17 功率跟踪环：超螺旋滑模控制

Fig.6-17 Power tracking loop: STA

根据瞬时有功功率 p 和无功功率 q 的定义^[131]，可以得到：

$$p = v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta}, \quad q = v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6-46)$$

根据式(2-6)， p 和 q 的动态方程可以表示为：

$$\begin{aligned} L\dot{p} &= v_{\alpha\beta}^T \left(L\omega q \frac{v_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} \right), \\ L\dot{q} &= v_{\alpha\beta}^T J^T \left(-L\omega p \frac{Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} - \frac{V_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} \right), \end{aligned} \quad (6-47)$$

其中 $\|v_{\alpha\beta}\|^2 = v_{\alpha\beta}^T v_{\alpha\beta}$ 。分别令 $\dot{p} = 0, \dot{q} = 0$ ，可以得到 (α, β) 平面的两条直线，

$$\frac{2}{V_{dc}} \left(\|v_{\alpha\beta}\|^2 + L\omega q \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + d_1 J v_{\alpha\beta} = 0, \quad (6-48)$$

$$-\frac{2}{V_{dc}} (L\omega p) \frac{Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + d_2 v_{\alpha\beta} = 0, \quad (6-49)$$

其中 d_1, d_2 分别为用于确定这两条直线方向的常数。如图(6-18)所示，直线(6-48)、(6-49)将 (α, β) 平面分成了四个部分。

这两条直线的交点为系统平衡点，同时满足 $\dot{p} = 0, \dot{q} = 0$ ，满足该点的等效控制信号具有如下形式：

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = \frac{2}{V_{dc}} \left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \frac{2}{V_{dc}} \frac{L\omega p}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} J v_{\alpha\beta}. \quad (6-50)$$

定义误差信号如下：

$$\begin{aligned} \tilde{p} &= p^* - p, \\ \tilde{q} &= q^* - q. \end{aligned} \quad (6-51)$$

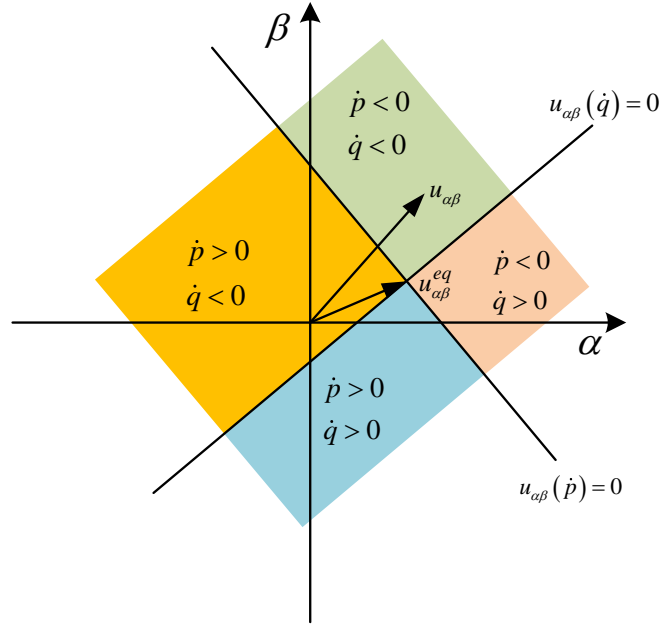


图 6-18 Equivalent control point

Fig.6-18 等效控制点

基于平衡点(6-50)，滑模控制器 $u_{\alpha\beta}$ 设计如下：

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} - \mu(\tilde{p})v_{\alpha\beta} - \mu(\tilde{q})Jv_{\alpha\beta}, \quad (6-52)$$

其中 $\mu(\tilde{p})$ ， $\mu(\tilde{q})$ 为下列形式的超螺旋滑模算法：

$$\mu(\tilde{p}) = \lambda_p |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{p}) + \alpha_p \int_0^t \text{sign}(\tilde{p}) dt, \quad (6-53)$$

$$\mu(\tilde{q}) = \lambda_q |\tilde{q}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{q}) + \alpha_q \int_0^t \text{sign}(\tilde{q}) dt. \quad (6-54)$$

其中 $\lambda_p, \alpha_p, \lambda_q, \alpha_q$ 均为正数。图6-19为功率跟踪环的详细控制结构。下面对功率跟踪环的稳定性条件进行分析。

分别对误差信号 \tilde{p} 、 \tilde{q} 求导得：

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{p}} &= \dot{p}^* - \frac{v_{\alpha\beta}^T}{L} \left[\left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} \right] \\ &= \dot{p}^* - \frac{v_{\alpha\beta}^T}{L} \left\{ \left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}}{2} \left[u_{\alpha\beta}^{eq} - \mu(\tilde{p})v_{\alpha\beta} - \mu(\tilde{q})Jv_{\alpha\beta} \right] \right\} \\ &= \dot{p}^* - \frac{1}{L} \left[\left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) \|v_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T}{2} u_{\alpha\beta}^{eq} + \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T}{2} \mu(\tilde{p})v_{\alpha\beta} + \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T}{2} \mu(\tilde{q})Jv_{\alpha\beta} \right], \end{aligned} \quad (6-55)$$

$$\dot{\tilde{q}} = \dot{q}^* + \frac{v_{\alpha\beta}^T J^T}{L} \left(L\omega p \frac{Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + \frac{V_{dc}}{2} u_{\alpha\beta} \right)$$

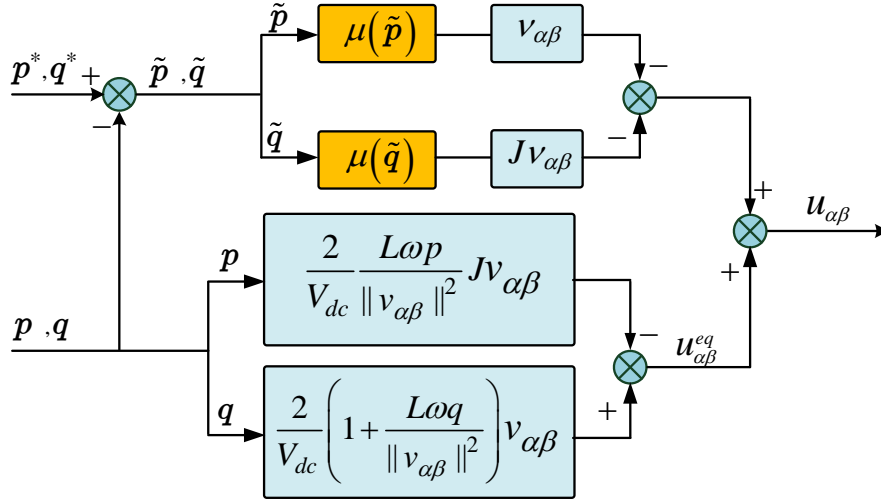


图 6-19 功率跟踪环：详细控制框图

Fig.6-19 Power tracking loop: detailed diagram

$$\begin{aligned}
 &= \dot{q}^* + \frac{v_{\alpha\beta}^T J^T}{L} \left\{ L\omega p \frac{Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + \frac{V_{dc}}{2} \left(u_{\alpha\beta}^{eq} - \mu(\tilde{p})v_{\alpha\beta} - \mu(\tilde{q})Jv_{\alpha\beta} \right) \right\} \\
 &= \dot{q}^* + \frac{1}{L} \left[L\omega p \frac{v_{\alpha\beta}^T J^T Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} + \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T J^T}{2} u_{\alpha\beta}^{eq} - \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T J^T}{2} \mu(\tilde{p})v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T J^T}{2} \mu(\tilde{q})Jv_{\alpha\beta} \right].
 \end{aligned} \tag{6-56}$$

考虑到 $v_{\alpha\beta}^T J^T Jv_{\alpha\beta} = \|v_{\alpha\beta}\|^2$ 以及 $v_{\alpha\beta}^T J^T v_{\alpha\beta} = 0$ ，式(6-55)和(6-56)中的第三项计算如下：

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T}{2} u_{\alpha\beta}^{eq} &= \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T}{2} \frac{2}{V_{dc}} \left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T}{2} \frac{2}{V_{dc}} \frac{L\omega p}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} Jv_{\alpha\beta} \\
 &= \left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) \|v_{\alpha\beta}\|^2,
 \end{aligned} \tag{6-57}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T J^T}{2} u_{\alpha\beta}^{eq} &= \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T J^T}{2} \frac{2}{V_{dc}} \left(1 + \frac{L\omega q}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} \right) v_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}v_{\alpha\beta}^T J^T}{2} \frac{2}{V_{dc}} \frac{L\omega p}{\|v_{\alpha\beta}\|^2} Jv_{\alpha\beta} \\
 &= -L\omega p \frac{v_{\alpha\beta}^T J^T Jv_{\alpha\beta}}{\|v_{\alpha\beta}\|^2}.
 \end{aligned} \tag{6-58}$$

将(6-57)、(6-58)分别代入(6-55)、(6-56)，可得：

$$\dot{\tilde{p}} = -\frac{V_{dc}}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 \mu(\tilde{p}) + \dot{p}^*, \tag{6-59}$$

$$\dot{\tilde{q}} = -\frac{V_{dc}}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2 \mu(\tilde{q}) + \dot{q}^*. \tag{6-60}$$

可以看到，有功功率 p 和无功功率 q 实现了解耦控制，而且滑模控制器能够直接作用到相应的误差信号 \tilde{p} 和 \tilde{q} 。

下面针对系统(6-59)、(6-60)设计控制参数。令 $K = \frac{V_{dc}}{2L} \|v_{\alpha\beta}\|^2$ ，控制器参数采

用如下形式:

$$\begin{aligned}\lambda_p &= \lambda_0 \Gamma_p / K, & \alpha_p &= \alpha_0 \Gamma_p^2 / K, \\ \lambda_q &= \lambda_0 \Gamma_q / K, & \alpha_q &= \alpha_0 \Gamma_q^2 / K,\end{aligned}\quad (6-61)$$

其中 $\lambda_0, \alpha_0, \Gamma_p, \Gamma_q$ 均为正数。令 $\zeta_{p1} = \Gamma_p |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{p})$, 则系统(6-59)可以改写为:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{p}} &= -\lambda_0 \zeta_{p1} + \zeta_{p2}, \\ \dot{\zeta}_{p2} &= -\alpha_0 \Gamma_p^2 \text{sign}(\tilde{p}) + \ddot{p}^*.\end{aligned}\quad (6-62)$$

令 $\zeta_{q1} = \Gamma_q |\tilde{q}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{q})$, 系统(6-60)可以改写为:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{q}} &= -\lambda_0 \zeta_{q1} + \zeta_{q2}, \\ \dot{\zeta}_{q2} &= -\alpha_0 \Gamma_q^2 \text{sign}(\tilde{q}) + \ddot{q}^*.\end{aligned}\quad (6-63)$$

定理 6.1 对于系统(6-62)和(6-63), 如果存在两个正数 δ_p 和 δ_q , 并且有功和无功功率参考值 p^* , q^* 的二阶导数分别满足 $|\ddot{p}^*| \leq \delta_p$, $|\ddot{q}^*| \leq \delta_q$, 那么系统在有限时间内收敛的条件为:

$$\begin{aligned}\Gamma_p^2 &> \frac{2\delta_p \lambda_{\max}(Q_1)}{\lambda_{\min}(Q)}, \\ \Gamma_q^2 &> \frac{2\delta_q \lambda_{\max}(Q_1)}{\lambda_{\min}(Q)},\end{aligned}\quad (6-64)$$

其中 $Q = \lambda_0 \begin{bmatrix} \lambda_0^2 + 2\alpha_0 - \lambda_0 & \\ -\lambda_0 & 1 \end{bmatrix}$, $Q_1 = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。收敛时间最多为 $T = \max\{T_p, T_q\}$ 个时间单位, 其中 $T_p = \frac{2V_p^{\frac{1}{2}}(\zeta_p(0))}{\gamma_p}$, $T_q = \frac{2V_q^{\frac{1}{2}}(\zeta_q(0))}{\gamma_q}$ 。

证明: 针对系统(6-62)和(6-63), 分别构造如下Lyapunov函数:

$$V_p(\tilde{p}) = \zeta_p^T P \zeta_p, \quad V_q(\tilde{q}) = \zeta_q^T P \zeta_q, \quad (6-65)$$

其中 $\zeta_p = [\zeta_{p1}, \zeta_{p2}]^T$, $\zeta_q = [\zeta_{q1}, \zeta_{q2}]^T$, $P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \lambda_0^2 + 4\alpha_0 - \lambda_0 & \\ -\lambda_0 & 2 \end{bmatrix}$ 。

首先, 对 ζ_p, ζ_q 分别求导得:

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}_{p1} &= \Gamma_p \frac{1}{2} |\tilde{p}|^{-\frac{1}{2}} \dot{\tilde{p}} = \frac{\Gamma_p}{2|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} (-\lambda_0 \zeta_{p1} + \zeta_{p2}), \\ \dot{\zeta}_{p2} &= -\frac{1}{|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \alpha_0 \Gamma_p^2 |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{p}) + \ddot{p}^* = \frac{\Gamma_p}{2|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} (-2\alpha_0 \zeta_{p1}) + \ddot{p}^*, \\ \dot{\zeta}_{q1} &= \Gamma_q \frac{1}{2} |\tilde{q}|^{-\frac{1}{2}} \dot{\tilde{q}} = \frac{\Gamma_q}{2|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} (-\lambda_0 \zeta_{q1} + \zeta_{q2}), \\ \dot{\zeta}_{q2} &= -\frac{1}{|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \alpha_0 \Gamma_q^2 |\tilde{q}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{q}) + \ddot{q}^* = \frac{\Gamma_q}{2|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} (-2\alpha_0 \zeta_{q1}) + \ddot{q}^*.\end{aligned}$$

写成矩阵形式如下:

$$\dot{\zeta}_p = \frac{\Gamma_p}{2|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \underbrace{\begin{bmatrix} -\lambda_0 & 1 \\ -2\alpha_0 & 0 \end{bmatrix}}_A \zeta_p + \begin{bmatrix} 0 \\ \ddot{p}^* \end{bmatrix}, \quad \dot{\zeta}_q = \frac{\Gamma_q}{2|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \underbrace{\begin{bmatrix} -\lambda_0 & 1 \\ -2\alpha_0 & 0 \end{bmatrix}}_A \zeta_q + \begin{bmatrix} 0 \\ \ddot{q}^* \end{bmatrix}. \quad (6-66)$$

接下来将Lyapunov函数(6-65)沿系统(6-66)的轨迹求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_p &= \zeta_p^T P \dot{\zeta}_p + \dot{\zeta}_p^T P \zeta_p \\ &= \frac{\Gamma_p}{2|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_p^T (A^T P + PA) \zeta_p + 2\zeta_p^T P \begin{bmatrix} 0 \\ \ddot{p}^* \end{bmatrix} \\ &= -\frac{\Gamma_p}{2|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_p^T Q \zeta_p + \kappa^T \zeta_p \ddot{p}^*, \end{aligned} \quad (6-67)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_q &= \zeta_q^T P \dot{\zeta}_q + \dot{\zeta}_q^T P \zeta_q \\ &= \frac{\Gamma_q}{2|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_q^T (A^T P + PA) \zeta_q + 2\zeta_q^T P \begin{bmatrix} 0 \\ \ddot{q}^* \end{bmatrix} \\ &= -\frac{\Gamma_q}{2|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_q^T Q \zeta_q + \kappa^T \zeta_q \ddot{q}^*, \end{aligned} \quad (6-68)$$

其中,

$$Q = \lambda_0 \begin{bmatrix} \lambda_0^2 + 2\alpha_0 & -\lambda_0 \\ -\lambda_0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \kappa = [-\lambda_0 \ 2]^T. \quad (6-69)$$

可以看出 Q 是正定对称矩阵。可以推导出:

$$\begin{aligned} \kappa^T \zeta_p \ddot{p}^* &\leq \max\left\{ \frac{\delta_p}{\Gamma_p |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_p^T Q_1 \zeta_p, \frac{\delta_p}{\Gamma_p |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_p^T Q_2 \zeta_p \right\} = \frac{\delta_p}{\Gamma_p |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\max}(Q_1) \|\zeta_p\|_2^2, \\ \kappa^T \zeta_q \ddot{q}^* &\leq \max\left\{ \frac{\delta_q}{\Gamma_q |\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_q^T Q_1 \zeta_q, \frac{\delta_q}{\Gamma_q |\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \zeta_q^T Q_2 \zeta_q \right\} = \frac{\delta_q}{\Gamma_q |\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\max}(Q_1) \|\zeta_q\|_2^2, \end{aligned}$$

其中,

$$Q_1 = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad Q_2 = \begin{bmatrix} \lambda_0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

考虑到 $\lambda_{\min}(P) \|\zeta_p\|_2^2 \leq V_p \leq \lambda_{\max}(P) \|\zeta_p\|_2^2$ ($\|\cdot\|_2$ 为欧氏范数), 因此, $-\|\zeta_p\|_2 \leq -\frac{V_p^{\frac{1}{2}}}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P)}$, 进而可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_p &\leq -\frac{\Gamma_p}{2|\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\min}(Q) \|\zeta_p\|_2^2 + \frac{\delta_p}{\Gamma_p |\tilde{p}|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\max}(Q_1) \|\zeta_p\|_2^2 \\ &= -\left(\frac{\Gamma_p^2}{2|\zeta_{p1}|} \lambda_{\min}(Q) - \frac{\delta_p}{|\zeta_{p1}|} \lambda_{\max}(Q_1) \right) \|\zeta_p\|_2^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\leq -\left(\frac{\Gamma_p^2}{2}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \delta_p\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)\|\zeta_p\|_2 \\
 &\leq -\left(\frac{\Gamma_p^2}{2}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \delta_p\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)\frac{V_p^{\frac{1}{2}}}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P)} \\
 &= -\gamma_p V_p^{\frac{1}{2}}, \tag{6-70}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_q &\leq -\frac{\Gamma_q}{2|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}}\lambda_{\min}(\mathcal{Q})\|\zeta_q\|_2^2 + \frac{\delta_q}{\Gamma_q|\tilde{q}|^{\frac{1}{2}}}\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\|\zeta_q\|_2^2 \\
 &= -\left(\frac{\Gamma_q^2}{2|\zeta_{q1}|}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \frac{\delta_q}{|\zeta_{q1}}\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)\|\zeta_q\|_2^2 \\
 &\leq -\left(\frac{\Gamma_q^2}{2}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \delta_q\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)\|\zeta_q\|_2 \\
 &\leq -\left(\frac{\Gamma_q^2}{2}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \delta_q\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)\frac{V_q^{\frac{1}{2}}}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P)} \\
 &= -\gamma_q V_q^{\frac{1}{2}}, \tag{6-71}
 \end{aligned}$$

其中, $\gamma_p = \frac{\left(\frac{\Gamma_p^2}{2}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \delta_p\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P)}$, $\gamma_q = \frac{\left(\frac{\Gamma_q^2}{2}\lambda_{\min}(\mathcal{Q}) - \delta_q\lambda_{\max}(\mathcal{Q}_1)\right)}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}(P)}$ 。当满足条件(6-64)时, $\dot{V}_p \leq 0$, $\dot{V}_q \leq 0$, 因此系统稳定。

在收敛时间上, 考虑到微分方程 $\dot{v} = -\gamma v^{\frac{1}{2}}$, $v(0) = v_0 \geq 0$ 的解为 $v(t) = \left(v_0^{\frac{1}{2}} - \frac{\gamma}{2}t\right)^2$, 根据比较原则^[127]可知当 $V_p(\zeta_p(0)) \leq v_0$, 那么 $V_p(\zeta_p(t)) \leq v(t)$ 。因此从式(6-70)可以看出, $V_p(\zeta_p(t))$ 在有限时间内收敛, 进而误差信号 \tilde{p} 和 \tilde{q} 分别收敛到滑模面 $\tilde{p} = \dot{\tilde{p}} = 0$ 和 $\tilde{q} = \dot{\tilde{q}} = 0$, 收敛时间分别最多为 $T_p = \frac{2V_p^{\frac{1}{2}}(\zeta_p(0))}{\gamma_p}$ 和 $T_q = \frac{2V_q^{\frac{1}{2}}(\zeta_q(0))}{\gamma_q}$ 个时间单位, 因此整个系统的收敛时间最多为 $T = \max\{T_p, T_q\}$ 个时间单位。证明完毕。 \square

6.4.3 电容电压平衡环

为了方便分析, 下面将电容电压差的动态再次列出:

$$C \frac{dV_{ub}}{dt} = \frac{2p^*}{\sqrt{6}V_{dc}}u_\gamma + \Phi(t), \tag{6-72}$$

如图6-20所示, 在电容电压平衡环, 采用基于超螺旋滑模控制器的自适应控制方法。误差变量定义为:

$$\tilde{V}_{ub} = V_{ub}^* - V_{ub}. \tag{6-73}$$

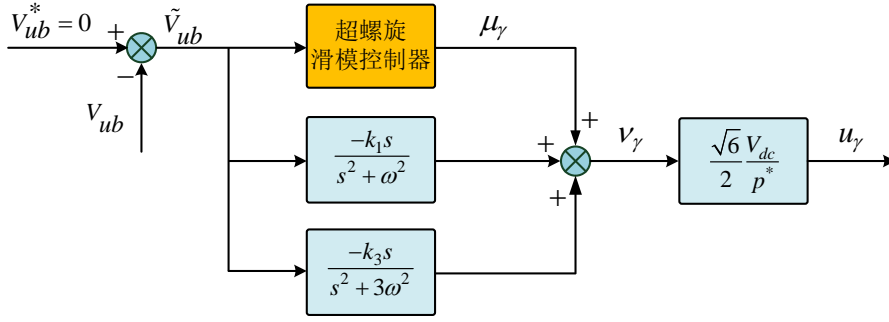


图 6-20 电容电压平衡环：超螺旋滑模控制

Fig.6-20 Capacitor voltage balancing loop: STA

控制器设计为：

$$v_\gamma = \mu_\gamma(\tilde{V}_{ub}) - \Phi(t), \quad (6-74)$$

$$u_\gamma = \frac{\sqrt{6}V_{dc}}{2p^*}v_\gamma. \quad (6-75)$$

其中 μ_γ 采用超螺旋滑模控制算法，即：

$$\mu_\gamma(\tilde{V}_{ub}) = \lambda_{ub}|\tilde{V}_{ub}|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\tilde{V}_{ub}) + \alpha_{ub} \int_0^t \text{sign}(\tilde{V}_{ub})dt. \quad (6-76)$$

可以看到，控制信号 u_γ 需要用到 $\Phi(t)$ 来消除其干扰，若 $\Phi(t)$ 能够实时准确测量，那么在控制信号作用下，误差动态变为：

$$C \frac{d\tilde{V}_{ub}}{dt} = -\mu_\gamma(\tilde{V}_{ub}). \quad (6-77)$$

在这种情况下，只要 μ_γ 收敛， \tilde{V}_{ub} 就能收敛到原点。然而，在实际应用中，信号 $\Phi(t)$ 难以实时被测量，这也是它难以被消除的原因。为了解决这个问题，本章采用自适应估计器对它的值进行估计。

考虑到 $\Phi(t)$ 由基波和三次谐波组成，因此将其估计值写成如下形式：

$$\hat{\Phi}(t) = \sum_{n=1,3} \rho_n^T \Psi_n, \quad \rho_n = \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \sin(n\omega t) \end{bmatrix}, \quad \Psi_n = \begin{bmatrix} \Psi_n^r \\ \Psi_n^i \end{bmatrix}. \quad (6-78)$$

这样系统的动态就变为：

$$C \frac{d\tilde{V}_{ub}}{dt} = -\mu_\gamma(\tilde{V}_{ub}) + \tilde{\Phi}(t), \quad (6-79)$$

$$\tilde{\Phi}(t) = \hat{\Phi}(t) - \Phi(t). \quad (6-80)$$

下面采用Lypunov方法来设计自适应估计器来估计 $\Phi(t)$ 。构造如下Lypunov函数：

$$V = \frac{1}{2}C\tilde{V}_{ub}^2 + \sum_{n=1,3} \frac{1}{2k_n} \tilde{\Psi}_n^T \tilde{\Psi}_n. \quad (6-81)$$

对式(6-81)求导得：

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -\mu_\gamma(\tilde{V}_{ub})\tilde{V}_{ub} + \sum_{n=1,3} \tilde{V}_{ub} \rho_n^T \tilde{\Psi}_n + \sum_{n=1,3} \frac{1}{k_n} \dot{\tilde{\Psi}}_n^T \tilde{\Psi}_n \\ &= -V_1 + \sum_{n=1,3} \tilde{V}_{ub} \rho_n^T \tilde{\Psi}_n + \sum_{n=1,3} \frac{1}{k_n} \dot{\tilde{\Psi}}_n^T \tilde{\Psi}_n,\end{aligned}\quad (6-82)$$

其中 $V_1 = \mu_\gamma(\tilde{V}_{ub})\tilde{V}_{ub}$ 。

首先讨论 V_1 的符号。从式(6-78)可以看出，如果超螺旋控制信号 μ_γ 能使 \tilde{V}_{ub} 渐近收敛，那么 μ_γ 与 \tilde{V}_{ub} 同号，即 $V_1 > 0$ 。因此下面分析 μ_γ 的收敛性。将式(6-76)可以写成如下形式：

$$\mu_\gamma(\tilde{V}_{ub}) = \lambda_{ub}\zeta_1 + \zeta_2, \quad (6-83)$$

其中 $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2]^T$, $\zeta_1 = |\tilde{V}_{ub}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{V}_{ub})$, $\zeta_2 = \alpha_{ub} \int_0^t \text{sign}(\tilde{V}_{ub}) dt$ 。

为系统(6-83)构造如下Lyapunov函数：

$$\begin{aligned}V_2(\tilde{V}_{ub}) &= 2\alpha_{ub}\zeta_1^2 + \frac{1}{2}\zeta_2^2 + \frac{1}{2}(\lambda_{ub}\zeta_1 - \zeta_2)^2 \\ &= \zeta^T P \zeta,\end{aligned}$$

其中 $P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\alpha_{ub} + \lambda_{ub}^2 & -\lambda_{ub} \\ -\lambda_{ub} & 2 \end{bmatrix}$ 。注意到 $V_2(\tilde{V}_{ub})$ 在 $\tilde{V}_{ub} = 0$ 连续但不可导，但满足：

$$\lambda_{\min}\{P\}\|\zeta\|_2^2 \leq V_2(\tilde{V}_{ub}) \leq \lambda_{\max}\{P\}\|\zeta\|_2^2,$$

其中 $\lambda_{\max/\min}\{P\}$ 表示矩阵 P 的最大/小特征值， $\|\zeta\|_2^2 = |\zeta_1| + \zeta_2^2$ 为 ζ 的欧氏范数。对 V_2 的求导得：

$$\dot{V}_2 = -\frac{1}{|\zeta_1|^{\frac{1}{2}}} \zeta^T Q \zeta \leq -\frac{1}{|\zeta_1|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\min}\{Q\}\|\zeta\|_2^2,$$

其中，

$$Q = \frac{\lambda_{ub}}{2} \begin{bmatrix} 2\alpha_{ub} + \lambda_{ub}^2 & -\lambda_{ub} \\ -\lambda_{ub} & 1 \end{bmatrix}.$$

可以看出，如果 $\lambda_{ub} > 0$, $\alpha_{ub} > 0$ ，则 Q 正定，使得 $\dot{V}_2 < 0$ ，系统变量 \tilde{V}_{ub} 能在有限时间内收敛到原点。因此在式(6-82)中， $V_1 > 0$ ，所以只要令其后面两项抵消，就能保证 $\dot{V} < 0$ ，进而使得系统渐近稳定。基于这个考虑，将自适应律设计如下：

$$\dot{\tilde{\Psi}}_n \cong \dot{\tilde{\Psi}}_n = -k_n \tilde{V}_{ub} \rho_n^T. \quad (6-84)$$

根据文献[133]中的过程，式(6-84)的自适应律可以进一步简化成如下的谐振滤波器以估计 $\Phi(t)$ ：

$$\hat{\Phi}(t) = \frac{-k_n s}{s^2 + (n\omega)^2} \tilde{V}_{ub}^2, \quad n \in \{1, 3\}. \quad (6-85)$$

至此，就得到了如图6-20所示的电容电压平衡环控制框图。

注解 6.1 与第五章的自适应滑模控制算法的不同之处在于：第五章的干扰项为参数不确定性，为缓变干扰，因此自适应算法通过逐渐增大系数的方式，直到缓变干扰被完全补偿，它的缺点是当干扰消失后，其自适应系数不会减小，而是保持原样，这种控制方法对于负载这种缓变信号是有效的，因为大干扰下的控制参数对于小干扰也是有效的；而这一章的干扰项 $\Phi(t)$ 为正弦信号，是变化较快的时变波形，因此第五章的自适应方式无法实现很好的跟踪，所以需要针对 $\Phi(t)$ 设计自适应估计器。

6.5 仿真验证

本小节通过仿真验证了ESO- H_∞ 控制策略的有效性，以传统PI控制为对比。表6-3为变换器的仿真参数。为了测试ESO- H_∞ 对负载变化和参数不确定性的鲁棒性，在 $t = 0.4\text{s}$ 时产生一个从 $0\ \Omega$ 到 22.5Ω 的阻性负载阶跃，并且滤波电感的值偏移其标称值30%。

表 6-3 仿真参数
Table6-3 Simulation parameters

参数	数值	描述
f_1	$1 \cdot 10^6$	仿真速率 (Hz)
f_2	$1 \cdot 10^4$	控制器更新速率 (Hz)
f_3	$1 \cdot 10^4$	开关速率 (Hz)
R_L	22.5	负载阻值 (Ω)
C	3300	直流电容 (μF)
L	2	滤波电感 (mH)
f	50	电网频率 (Hz)
v_{abc}	400	电网线电压 (V)
V_{dc}^*	750	直流链路电压参考值 (V)

表6-4为ESO- H_∞ 控制器的参数，参数满足内环的动态要比电压调节环的动态更快。线性PI控制器的参数调节到使其拥有较好的控制性能。

从图6-21可以看到 $0 \sim 0.15\ \text{s}$ 为变换器的预充电时间，预充电完成后控制器再开始运行。同时可以看到，在ESO- H_∞ 控制下，直流链路电压确实对负载变化具有鲁棒性，并且比传统PI产生的电压压降更小，即，当负载在 $t = 0.4$ 接入直流链路时，PI产生的电压压降为 $50\ \text{V}$ ，而ESO- H_∞ 控制下的电压压降仅为 $30\ \text{V}$ 。

图6-22和图6-23为存在负载变化和参数不确定性时的功率跟踪性能。可以看

出，在ESO- H_∞ 可以获得更快的动态。在稳态，有功功率维持在25kW，无功功率则维持在0 kVar。图6-24为瞬时有功和无功功率的稳态误差，小于2%。

表 6-4 控制器参数

Table6-4 Control parameters

控制环	参数	数值
功率跟踪环	(λ_p, α_p)	$(3.8 \cdot 10^{-6}, 9.0 \cdot 10^{-2})$
	(λ_q, α_q)	$(3.8 \cdot 10^{-6}, 9.0 \cdot 10^{-2})$
电压调节环	(γ, K)	(0.12, 68.66)
	(ω_0)	(400)

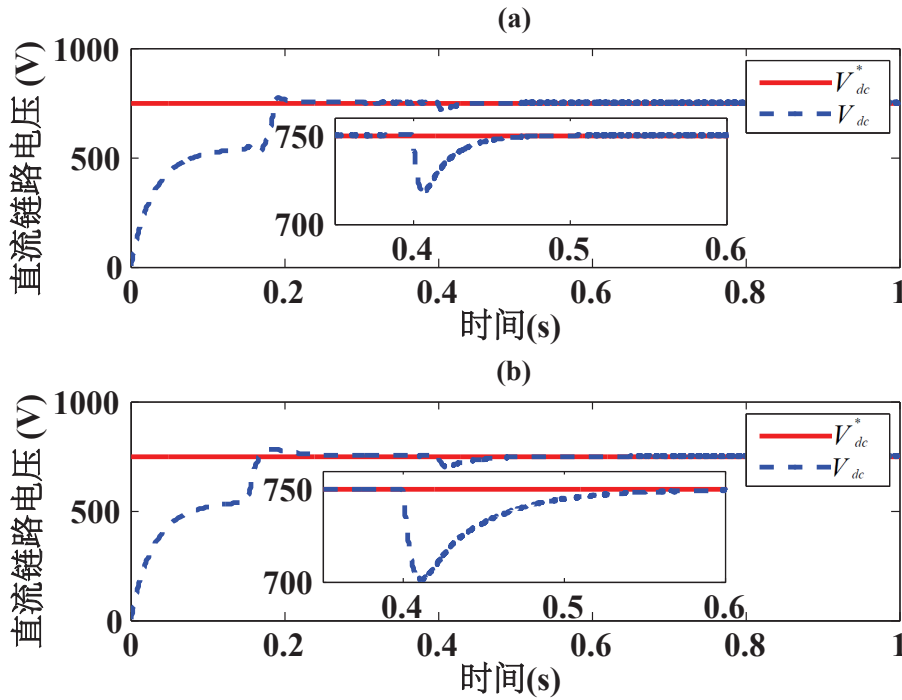


图 6-21 直流链路电压暂态响应：(a) ESO- H_∞ 控制；(b) PI控制

Fig.6-21 DC-link voltage transient response: (a) ESO- H_∞ control, (b) PI control

图6-25为电网电压(e_a)及其同相电流(i_a)的波形，可以看出，对于ESO- H_∞ 和传统PI控制，电压和电流均没有相差，意味着两种控制策略均可实现单位功率因数。然而，从图6-26可以看到，在ESO- H_∞ 作用下， i_a 的电流畸变水平明显降低，从PI控制的2.3%降低至0.46%。图6-27显示了电容电压差 V_{ub} 的消除性能。

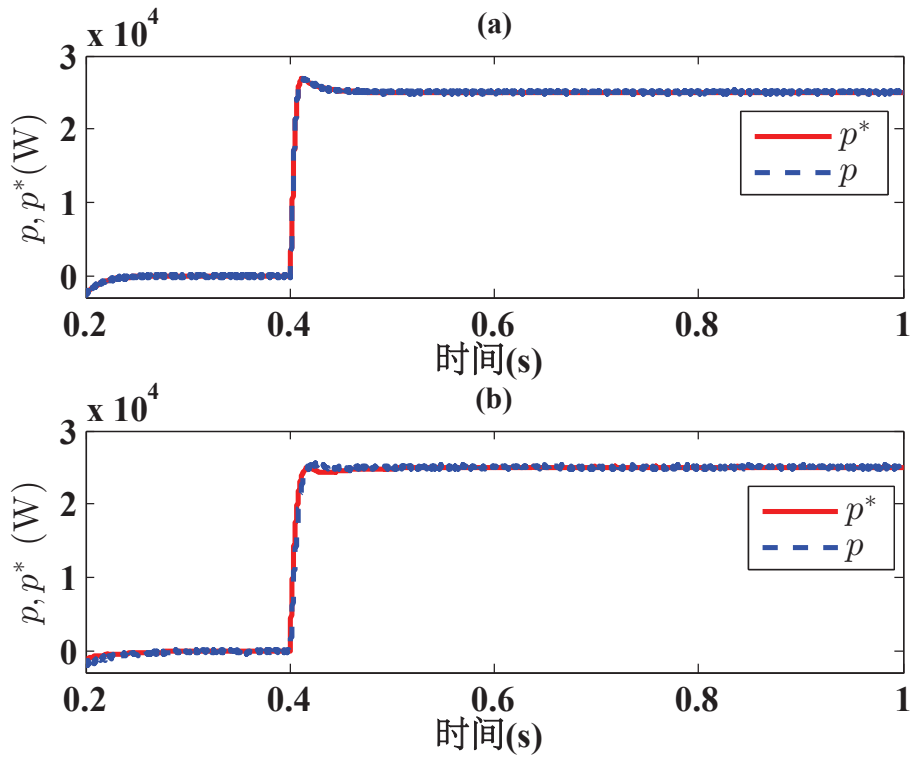


图 6-22 有功功率跟踪性能：(a) ESO- H_∞ 控制；(b) PI控制

Fig.6-22 Curves of active power tracking: (a) ESO- H_∞ control, (b) PI control

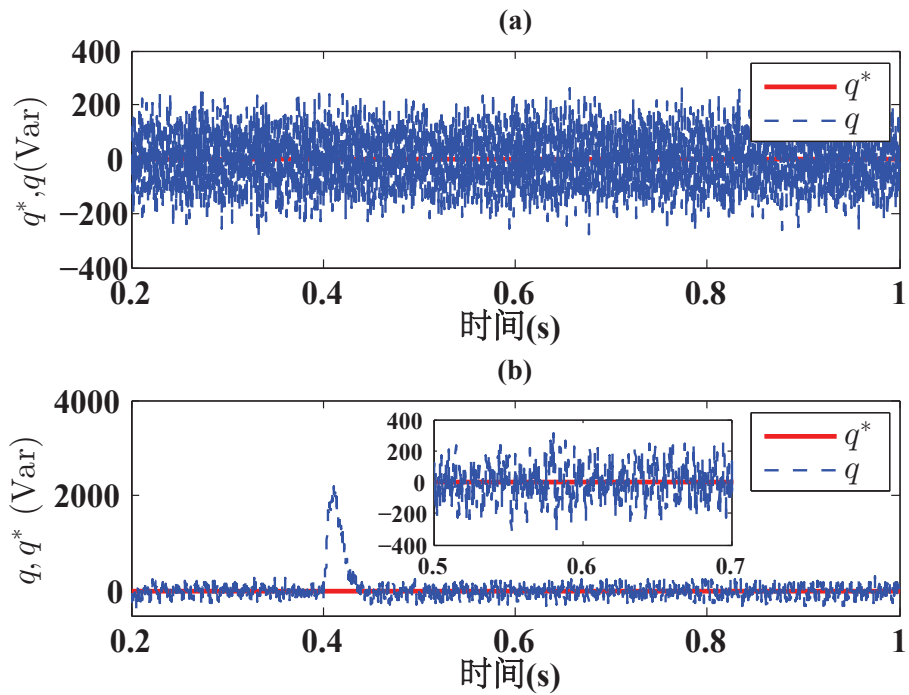


图 6-23 无功功率跟踪性能：(a) ESO- H_∞ 控制；(b) PI控制

Fig.6-23 Curves of reactive power tracking: (a) ESO- H_∞ control, (b) PI control

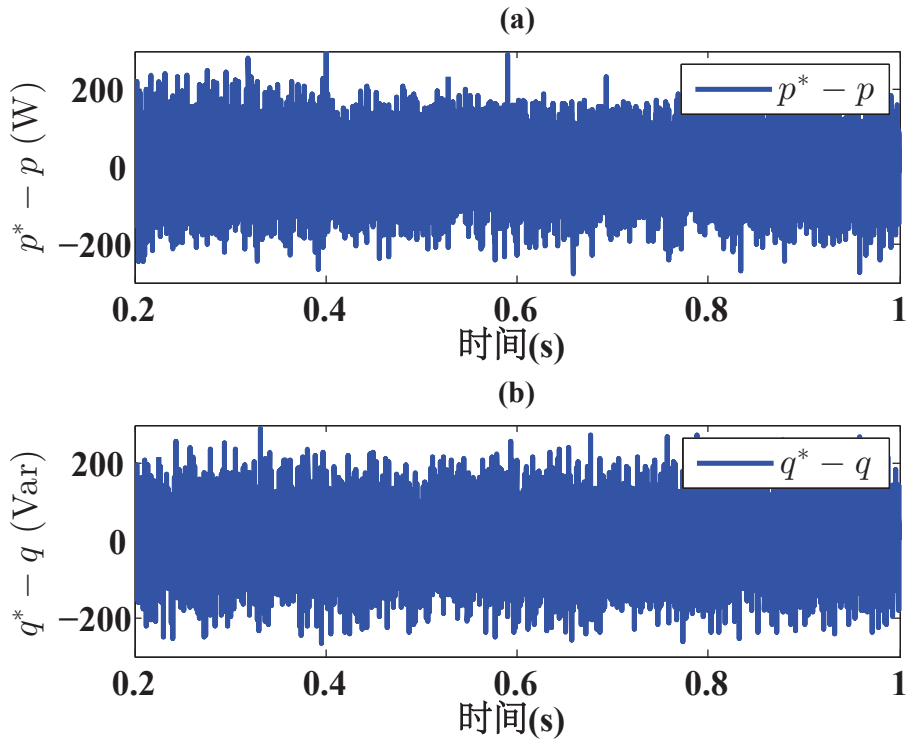


图 6-24 有功/无功功率跟踪误差

Fig.6-24 Tracking errors of instantaneous active and reactive power

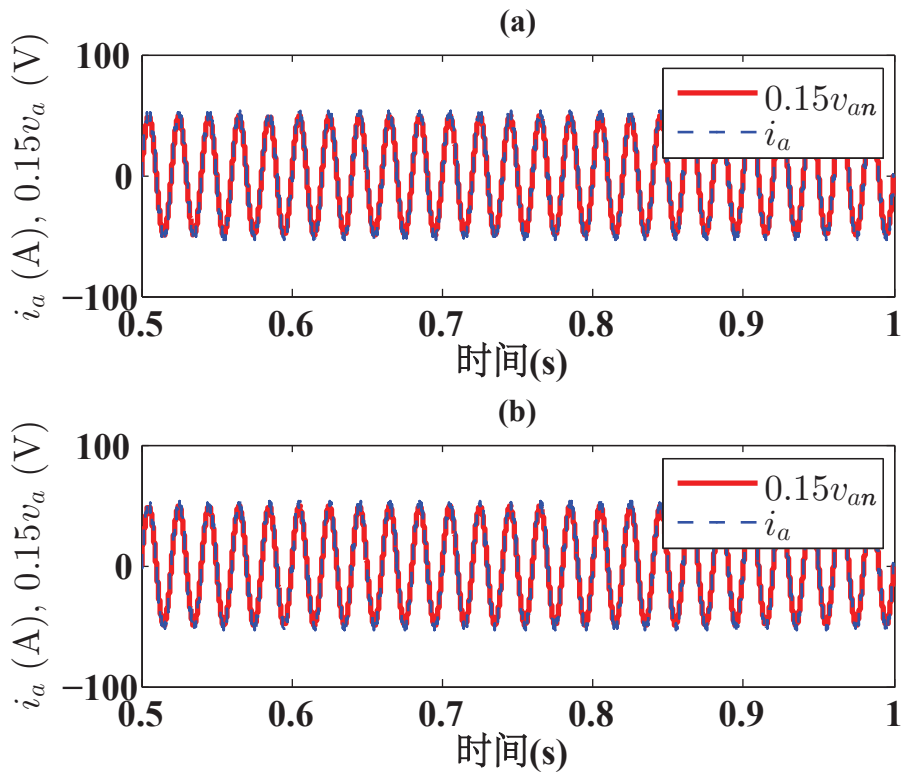


图 6-25 i_a 和 v_{an} 波形: (a) ESO- H_∞ 控制; (b) PI控制

Fig.6-25 Curves of i_a and v_{an} : (a) ESO- H_∞ control, (b) PI control

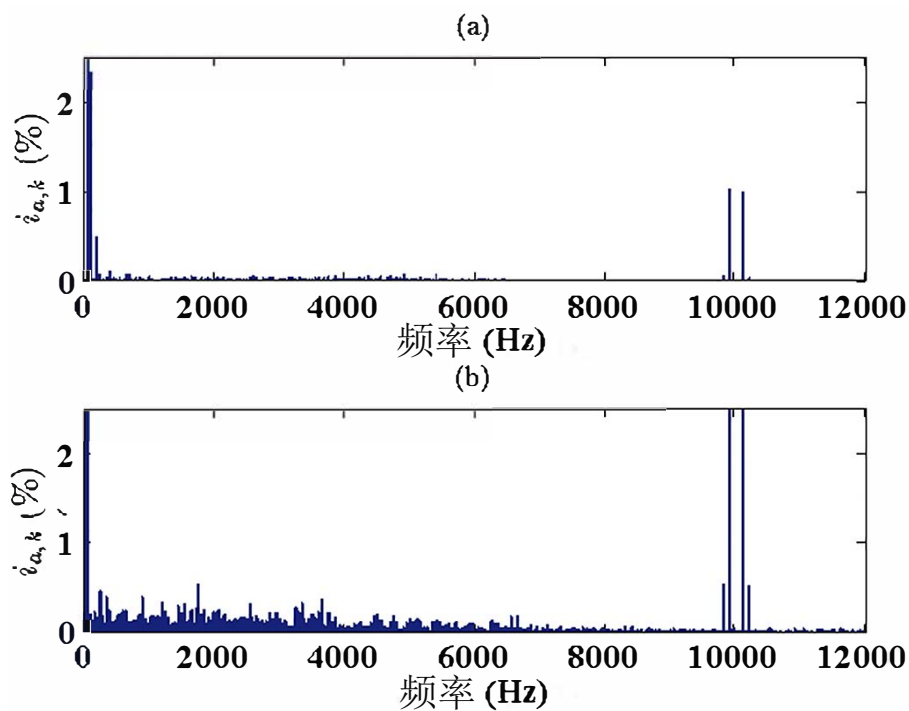


图 6-26 电流谐波分布：(a) ESO- H_∞ 控制；(b) PI控制

Fig.6-26 Current harmonic spectrum: (a) ESO- H_∞ control, (b) PI control

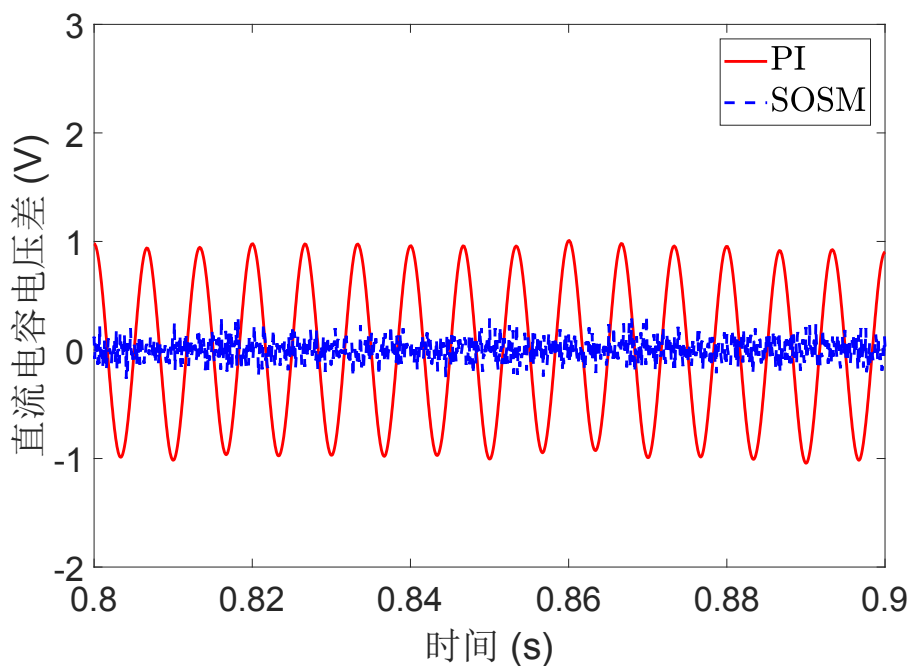


图 6-27 直流电容电压差

Fig.6-27 Capacitor voltage difference

6.6 本章小结

在前面几章二电平变换器控制策略研究工作的基础上，本章研究了三相三电平中性点钳位功率变换器的先进控制策略。为了扩展控制模式，本章分别在电压定向控制模式和直接功率控制模式下实现了变换器的控制。首先在电压定向控制模式下验证了线性扩展状态观测器对于三电平变换器控制性能的提升作用。仿真结果表明，线性扩展状态观测器不仅能够显著提高变换器的直流链路电压暂态响应性能，同时使得PI控制器对于负载变化的鲁棒性能大大提升。接着在直接功率控制模式下实现了变换器的直流电压调节、瞬时功率跟踪以及直流电容电压平衡。在电压调节环，设计了一个基于基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制器，观测器实时估计负载功率，以提高系统的抗干扰性能和直流链路电压调节性能， H_∞ 控制器则保证负载干扰估计误差对直流输出电压的影响水平小于 γ 。在功率跟踪环，采用了超螺旋滑模控制，以驱使有功和无功功率到达其参考值。在电容电压平衡环，采用了基于自适应估计器的超螺旋滑模控制，从而消除了三次谐波的影响，使得电容电压达到平衡。仿真结果表明，与传统PI控制相比，所提出的控制策略可以获得更好的控制性能，体现在对干扰和参数不确定性的鲁棒性和更小的电压压降，同时还能够使得电容电压平衡。至此，本论文的主要研究内容已介绍完毕。

结 论

本论文研究了有源前端AC/DC功率变换器的控制问题，控制对象为三相两电平功率变换器和三相三电平中性点钳位功率变换器。一方面，为了降低负载对系统的影响，本文提出了基于干扰观测器的控制策略，即干扰观测器对负载干扰进行实时估计，然后将干扰估计值补偿到控制器中，以降低负载给系统带来的不良影响。另一方面，为了提高对系统不确定性的鲁棒性和适应性，采用了滑模控制、自适应控制和 H_∞ 鲁棒控制等先进的控制方法。论文的主要工作如下：

(1) 针对三相两电平功率变换器，提出了基于干扰观测器的超螺旋滑模控制策略，设计了四种不同形式的干扰观测器来补偿电压调节环的超螺旋滑模控制器，从而比较不同形式干扰观测器的补偿性能。仿真结果表明，干扰观测器可以显著提升系统控制性能，而且在与超螺旋滑模控制器结合时，滑模观测器和线性观测器均有良好效果。

(2) 针对三相两电平功率变换器的直流电压调节，设计了一种新型的线性干扰观测器来补偿电压调节环的线性PI控制器。改进型干扰观测器有两个观测器参数来调节其行为，其中一个用于提升系统的暂态响应而不影响系统的稳态性能，另一个则用于保持系统的稳态性能。此线性干扰观测器保持了全闭环系统的纯线性，可以使用经典控制理论的分析方法对系统进行分析，便于在实际工程中应用。此控制策略的有效性和优越性在一台实际的5 kW的联网三相两电平功率变换器得到了实验验证。

(3) 针对三相两电平功率变换器的直流电压调节，设计了一种新型的滑模干扰观测器来补偿电压调节环的超螺旋滑模控制器。改进型滑模观测器与前述改进型线性干扰观测器有同样优点，即具有可以调节暂态过程和维持稳态性能的参数。但与线性观测器相比，滑模观测器的收敛速度更快而且鲁棒性更强。同样，此控制策略的有效性和优越性在实际的联网功率变换器得到了实验验证。

(4) 针对三相两电平功率变换器的电压调节和电流跟踪，提出了基于自适应超螺旋算法的 H_∞ 控制策略。在电压调节环利用 H_∞ 控制技术抑制干扰估计误差对系统输出的影响。在电流跟踪环采用了两个基于自适应超螺旋算法的控制器，用于应对功率变换器系统的参数不确定性。由于采用了自适应超螺旋算法，外界干扰时间导数的上限值不需要预先知晓。

(5) 在二电平变换器研究工作的基础上，分别在电压定向控制和直接功率控制模式下实现了三电平中性点钳位功率变换器的控制。首先在电压定向控制模式

下验证了线性扩展状态观测器对于系统控制性能（包括暂态响应和鲁棒性）的提升作用。在此基础上，结合线性扩展状态观测器、 H_∞ 控制、超螺旋滑模控制和自适应控制实现了直接功率控制。电压调节环采用的是基于扩展状态观测器的 H_∞ 控制器，用于调节变换器的直流链路电压，同时抑制干扰估计误差对系统输出的影响。功率跟踪环采用了超螺旋滑模控制器，将有功/无功功率收敛到参考值。电容电压平衡环采用了自适应超螺旋滑模控制器，有效地抑制了三次谐波干扰。

研究过程中遇到的主要困难有：（1）在仿真和实验过程中，超螺旋滑模控制器的参数不便选取，需要首先给定在满足稳定性条件的参数，再多次调整该及达到较好性能；（2）仿真模型与实际系统的一致性较难保证，需要反复实验以调整仿真模型参数；（3）理论上获得的算法在代码化过程中，编码方式会影响实验结果，需要在仿真模型中直接采用编程语言编写算法或者进行处理器在环验证。

本论文的主要创新点如下：

（1）基于超螺旋滑模算法设计了功率变换器的控制器，用于实现电压调节环、电流/功率跟踪环以及电容电压平衡环的控制，以定理形式建立了直流链路电压、交流电网电流、瞬时有功/无功功率、直流电容电压差等变量的收敛条件。

（2）针对直流链路的负载干扰，设计了新型的线性干扰观测器和滑模观测器，用于提高系统对负载干扰的抑制能力。基于这两种观测器的控制策略在实际应用的变换器上进行了实验验证，为将来实际工程应用提供可靠的结果支撑。

（3）针对干扰观测器的估计误差，在电压调节环设计了 H_∞ 控制器，用于抑制干扰估计误差到被控直流链路电压的影响。

（4）针对系统的不确定参数和外界干扰，分别设计了适用于缓变参数和周期谐波干扰的两种自适应律，加入超螺旋滑模控制器中，提高了系统的鲁棒性并且降低了稳态误差。

在上述所获功率变换器的控制理论和实验结果的基础上，后续将继续开展的研究工作有：

（1）本文的控制策略主要是通过Lyapunov方法获得闭环系统的稳定性条件，这样得到的控制器和观测器参数条件存在很大的保守性。因此，需要寻求新的方法来进行参数选择，以降低保守性。

（2）目前考虑的负载类型为阻性负载且扰动形式为一次阶跃扰动，后续将考虑增加感性负载干扰并且进行多次的阶跃扰动。而且目前的负载干扰来自于直流侧，将来还将考虑来自电网侧的负载干扰及参数变化。

（3）论文中的部分工作只是有仿真验证结果，尤其是三电平中性点钳位变换器的部分，这些控制策略需要进一步在实际应用的功率变换器上进行实验，进而

为后续工程推广提供实验依据。

(4) 目前研究对象主要是两电平和三电平AC/DC变换器，后续考虑将相关控制策略应用到其它拓扑和更高电平的变换器中，例如飞电容变换器、串联H桥变换器、模块化多电平变换器等，同时增加变换器类型，包括DC/AC、DC/DC等。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, et al. 电网和电网技术发展的回顾与展望——试论三代电网[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(22):1–11.
- [3] 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.
- [4] Vazquez S, Leon J I, Franquelo L G, et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics[J]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2014, 8(1):16–31.
- [5] Liu S, Liu P X, Wang X. Stochastic small-signal stability analysis of grid-connected photovoltaic systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2):1027–1038.
- [6] Wang G, Konstantinou G, Townsend C D, et al. A review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems[J]. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2016, 7(4):1778–1790.
- [7] Vazquez S, Lukic S M, Galvan E, et al. Energy storage systems for transport and grid applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(12):3881–3895.
- [8] Salmeron P, Litran S P. A control strategy for hybrid power filter to compensate four-wires three-phase systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(7):1923–1931.
- [9] Fehr H, Gensior A. On trajectory planning, backstepping controller design and sliding modes in active front-ends[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(8):6044–6056.
- [10] Blaabjerg F, Ma K. Future on power electronics for wind turbine systems[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2013, 1(3):139–152.

- [11] Teodorescu R, Liserre M, Rodriguez P. Grid converters for photovoltaic and wind power systems[M].
- [12] Panten N, Hoffmann N, Fuchs F W. Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-Connected Voltage-Source Converters With LCL Filters: A Study Based on Different State Feedbacks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7):5189–5200.
- [13] Wang J, Zhang C, Li S, et al. Finite-Time Output Feedback Control for PWM-Based DC–DC Buck Power Converters of Current Sensorless Mode[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 25(4):1359–1371.
- [14] Martinez-Salamero L, Cid-Pastor A, Giral R, et al. Why is sliding mode control methodology needed for power converters?[C].Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010. 2010:S9–25–S9–31.
- [15] Cid-Pastor A, Giral R, Calvente J, et al. Interleaved Converters Based on Sliding-Mode Control in a Ring Configuration[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2011, 58(10):2566–2577.
- [16] Wai R, Shih L. Design of Voltage Tracking Control for DC–DC Boost Converter Via Total Sliding-Mode Technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(6):2502–2511.
- [17] Alsmadi Y, Utkin V, Xu L, et al. Sliding mode control of three-phase, boost-type and three-Wire, single-phase AC/DC power converters[C].2014 13th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS). 2014:1–6.
- [18] Alsmadi Y, Utkin V, Xu L. Sliding mode control of AC/DC power converters[C].4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. 2013:1229–1234.
- [19] 钱宁, 陈强, 杨宇, et al. Buck型变换器非奇异固定时间滑模控制[J]. 计算机测量与控制, 2019, 27(06):62–65.
- [20] 刘彦呈, 古龙瑞, 张勤进. DC-DC变换器新型趋近律滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(01):64–68.
- [21] 陶慧, 吴思, 岳伟杰. H桥直流变换器的滑模变结构控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(02):119–122.

- [22] Sebaaly F, Vahedi H, Kanaan H Y, et al. Sliding mode fixed frequency current controller design for grid-connected NPC inverter[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016, 4(4):1397–1405.
- [23] Ling R, Shu Z, Hu Q, et al. Second-Order Sliding-Mode Controlled Three-Level Buck DC–DC Converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(1):898–906.
- [24] Ma L, Zhang Y, Yang X, et al. Quasi-Continuous Second-Order Sliding Mode Control of Buck Converter[J]. *IEEE Access*, 2018, 6:17859–17867.
- [25] Ding S, Zheng W X, Sun J, et al. Second-Order Sliding-Mode Controller Design and Its Implementation for Buck Converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, 14(5):1990–2000.
- [26] 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.
- [27] 刘松斌, 冯志远. 基于次优算法同步Buck变换器二阶滑模控制[J]. *重庆大学学报*, 2018, 41(03):1–12.
- [28] 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*, 2013, 9(2):1148–1157.
- [29] Pahlevani M, Jain P. A Fast DC-Bus Voltage Controller for Bidirectional Single-Phase AC/DC Converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(8):4536–4547.
- [30] Gautam A R, Gourav K, Guerrero J M, et al. Ripple Mitigation With Improved Line-Load Transients Response in a Two-Stage DC–DC–AC Converter: Adaptive SMC Approach[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4):3125–3135.
- [31] Eren S, Pahlevani M, Bakhshai A, et al. A Digital Current Control Technique for Grid-Connected AC/DC Converters Used for Energy Storage Systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(5):3970–3988.
- [32] Li J, Liu Z, Su Q. Improved adaptive backstepping sliding mode control for a three-phase PWM AC–DC converter[J]. *IET Control Theory Applications*, 2019, 13(6):854–860.

- [33] Chan C, Chincholkar S H, Jiang W. Adaptive Current-Mode Control of a High Step-Up DC–DC Converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(9):7297–7305.
- [34] Algreer M, Armstrong M, Giaouris D. Adaptive PD+I Control of a Switch-Mode DC–DC Power Converter Using a Recursive FIR Predictor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(5):2135–2144.
- [35] 孟凡刚, 王琳, 高蕾, et al. 一种用于Buck变换器的自适应滞环滑模控制方法[J]. *电机与控制学报*, 2018, 22(09):1–6.
- [36] Kanthaphayao Y, Chunkag V. Current-sharing bus and fuzzy gain scheduling of proportional–integral controller to control a parallel-connected AC/DC converter[J]. *IET Power Electronics*, 2014, 7(10):2525–2532.
- [37] Bayhan S, Demirbas S, Abu-Rub H. Fuzzy-PI-based sensorless frequency and voltage controller for doubly fed induction generator connected to a DC microgrid[J]. *IET Renewable Power Generation*, 2016, 10(8):1069–1077.
- [38] Harrabi N, Souissi M, Aitouche A, et al. Intelligent control of grid-connected AC–DC–AC converters for a WECS based on T–S fuzzy interconnected systems modelling[J]. *IET Power Electronics*, 2018, 11(9):1507–1518.
- [39] 张博彦, 齐铂金, 周阳. 基于模糊PID算法的半桥DC/DC控制器的优化设计[J]. *电力电子技术*, 2018, 52(09):74–77.
- [40] 杜宇庭, 王君艳. 基于模糊控制的交错并联双向DC/DC变换器研究[J]. *电气自动化*, 2018, 40(05):88–91.
- [41] 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.
- [42] Vazquez S, Rodriguez J, Rivera M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(2):935–947.
- [43] Kwak S, Moon U C, Park J C. Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved AFE performance[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(11):6178–6187.
- [44] Pérez M A, Fuentes R L, Rodríguez J. Predictive control of DC-link voltage in an active-front-end rectifier[C]. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2011)*. 2011:1811–1816.

- [45] Oettmeier F M, Neely J, Pekarek S, et al. MPC of switching in a boost converter using a hybrid state model with a sliding mode observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(9):3453–3466.
- [46] 贾志东, 姜久春, 程龙, et al. 适用于Boost变换器的自适应模型预测控制算法[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(19):5838–5845.
- [47] 王洋, 程志江, 李永东. 三电平并网变换器的模型预测控制[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2018, 30(10):34–41.
- [48] 李斯雯, 党超亮. 基于模型预测的T型变换器直接功率控制研究[J]. *电力电子技术*, 2019, 53(04):137–140.
- [49] Zhang Y, Xie W, Zhang Y. Deadbeat direct power control of three-phase pulse-width modulation rectifiers[J]. *IET Power Electronics*, 2014, 7(6):1340–1346.
- [50] Mehrasa M, Lesan S, Abedi A, et al. Passivity-based control with dual lagrangian model of four-wire three-level three-phase NPC voltage-source rectifier[J]. *European Journal of Scientific Research*, 2009, 32(4):572–585.
- [51] Harnefors L, Yepes A G, Vidal A, et al. Passivity-based controller design of grid-connected VSCs for prevention of electrical resonance instability.[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(2):702–710.
- [52] 崔健, 王久和. 基于最优阻尼注入的Buck变换器无源控制研究[J]. *电气工程学报*, 2018, 13(06):7–13.
- [53] Allag A, Hammoudi M, Mimoune S, et al. Adaptive backstepping voltage controller design for an PWM AC-DC converter[J]. *International Journal of Electrical and Power Engineering*, 2007, 1(1):62–69.
- [54] Pahlevaninezhad M, Das P, Drobnik J, et al. A new control approach based on the differential flatness theory for an AC/DC converter used in electric vehicles[J]. *IEEE Transactions on power Electronics*, 2012, 27(4):2085–2103.
- [55] Bose B K. Neural network applications in power electronics and motor drives: An introduction and perspective[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(1):14–33.
- [56] 李鑫卓. 基于RBF神经网络的Buck变换器设计[J]. *电气自动化*, 2019, 41(03):10–12.
- [57] Levant A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control[J]. *International Journal of Control*, 2003, 76(9-10):924–941.

- [58] Zhai D H, Xia Y. Finite-time control of teleoperation systems with input saturation and varying time delays[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, 47(7):1522–1534.
- [59] Song J, Niu Y, Zou Y. Finite-time stabilization via sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, 62(3):1478–1483.
- [60] Yan X G, Spurgeon S K, Edwards C. Memoryless static output feedback sliding mode control for nonlinear systems with delayed disturbances[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2014, 59(7):1906–1912.
- [61] Gao W, Hung J C. Variable structure control of nonlinear systems: A new approach[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1993, 40(1):45–55.
- [62] Acary V, Brogliato B, Orlov Y V. Chattering-free digital sliding-mode control with state observer and disturbance rejection[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(5):1087–1101.
- [63] Gonzalez T, Moreno J A, Fridman L. Variable gain super-twisting sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(8):2100–2105.
- [64] Albiol-Tendillo L, Vidal-Idiarte E, Maixe-Altes J, et al. Seamless sliding-mode control for bidirectional boost converter with output filter for electric vehicles applications[J]. *IET Power Electronics*, 2015, 8(9):1808–1816.
- [65] 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.
- [66] Xu W, Jiang Y, Mu C. Novel composite sliding mode control for PMSM drive system based on disturbance observer[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2016, 26(7):1–5.
- [67] Levant A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control[J]. *International journal of control*, 1993, 58(6):1247–1263.
- [68] Ling R, Maksimovic D, Leyva R. Second-order sliding-mode controlled synchronous buck DC–DC converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(3):2539–2549.
- [69] 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*, 2017, 64(1):22–31.

-
- [70] Draper C S, Li Y T. Principles of optimizing control systems and an application to the internal combustion engine[M]American Society of Mechanical Engineers, 1951.
- [71] Whitaker H P, Yamron J, Kezer A. Design of model-reference adaptive control systems for aircraft[M]Massachusetts Institute of Technology, Instrumentation Laboratory, 1958.
- [72] Parks P. Lyapunov redesign of model reference adaptive control systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1966, 11(3):362–367.
- [73] Landau I. A hyperstability criterion for model reference adaptive control systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1969, 14(5):552–555.
- [74] Åström K J, Wittenmark B. On self tuning regulators[J]. Automatica, 1973, 9(2):185–199.
- [75] Mitwalli A H, Leeb S B, Verghese G C, et al. An adaptive digital controller for a unity power factor converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2):374–382.
- [76] Kasicheyanula S, John V. Adaptive Control Strategy for Ultracapacitor Based Bidirectional DC–DC Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2):1717–1728.
- [77] Oucheriah S, Guo L. PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC–DC Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8):3291–3294.
- [78] Babazadeh A, Maksimovic D. Hybrid Digital Adaptive Control for Fast Transient Response in Synchronous Buck DC–DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11):2625–2638.
- [79] Luenberger D. Observers for multivariable systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1966, 11(2):190–197.
- [80] Kalman R E. A new approach to linear filtering and prediction problems[J]. Journal of Basic Engineering, 1960, 82(1):35–45.
- [81] Radke A, Gao Z. A survey of state and disturbance observers for practitioners[C]. American Control Conference (ACC 2006). 2006:5183–5188.
- [82] Han J. A class of extended state observers for uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995, 10(1):85–88.

- [83] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3):900–906.
- [84] Zheng Q, Gao L Q, Gao Z. On validation of extended state observer through analysis and experimentation[J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2012, 134(2):024505.
- [85] Guo B, Zhao Z. On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty[J]. *Systems & Control Letters*, 2011, 60(6):420–430.
- [86] Vasiljevic L K, Khalil H K. Error bounds in differentiation of noisy signals by high-gain observers[J]. *Systems & Control Letters*, 2008, 57(10):856–862.
- [87] Xia Y, Shi P, Liu G, et al. Active disturbance rejection control for uncertain multivariable systems with time-delay[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2007, 1(1):75–81.
- [88] Huang Y, Xue W. Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis[J]. *ISA Transactions*, 2014, 53(4):963–976.
- [89] Chang X, Li Y, Zhang W, et al. Active disturbance rejection control for a fly-wheel energy storage system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(2):991–1001.
- [90] Li S, Yang J, Chen W H, et al. Disturbance observer-based control: methods and applications[M]CRC press, 2016.
- [91] Miklosovic R, Gao Z. A dynamic decoupling method for controlling high performance turbofan engines[J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 2005, 38(1):532–537.
- [92] Zheng Q, Chen Z, Gao Z. A dynamic decoupling control approach and its applications to chemical processes[C].*American Control Conference*, 2007. 2007:5176–5181.
- [93] Goforth F J, Zheng Q, Gao Z. A novel practical control approach for rate independent hysteretic systems[J]. *ISA Transactions*, 2012, 51(3):477–484.
- [94] Sun B, Gao Z. A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1-kW H-bridge DC-DC power converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(5):1271–1277.
- [95] Zhao S, Gao Z. An active disturbance rejection based approach to vibration suppression in two-inertia systems[J]. *Asian Journal of Control*, 2013, 15(2):350–362.

-
- [96] Dong L, Zheng Q, Gao Z. On control system design for the conventional mode of operation of vibrational gyroscopes[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2008, 8(11):1871–1878.
- [97] Wang J, Li S, Yang J, et al. Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC–DC buck power converter systems with mismatched disturbances[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2015, 9(4):579–586.
- [98] Wang B, Xu Y, Shen Z, et al. Current control of grid-connected inverter with LCL filter based on extended-state observer estimations using single sensor and achieving improved robust observation dynamics[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(7):5428–5439.
- [99] Lu J, Golestan S, Savaghebi M, et al. An Enhanced State Observer for DC-Link Voltage Control of Three-Phase AC/DC Converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(2):936–942.
- [100] 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.
- [101] Ghosh R, Narayanan G. Generalized feedforward control of single-phase PWM rectifiers using disturbance observers[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(2):984–993.
- [102] Nguyen H T, Jung J W. Disturbance-Rejection-Based Model Predictive Control: Flexible-Mode Design With a Modulator for Three-Phase Inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4):2893–2903.
- [103] Zhao Z, Yang J, Li S, et al. Continuous Output Feedback TSM Control for Uncertain Systems With a DC–AC Inverter Example[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2018, 65(1):71–75.
- [104] Xiong F, Wu J, Liu Z, et al. Current Sensorless Control for Dual Active Bridge DC–DC Converter with Estimated Load-Current Feedforward[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4):3552–3566.
- [105] Wang C, Li X, Guo L, et al. A nonlinear-disturbance-observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(11):6162–6177.

- [106] Godbole A A, Kolhe J P, Talole S E. Performance analysis of generalized extended state observer in tackling sinusoidal disturbances[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2013, 21(6):2212–2223.
- [107] Zheng Q, Chen Z, Gao Z. A practical approach to disturbance decoupling control[J]. *Control Engineering Practice*, 2009, 17(9):1016–1025.
- [108] Slotine J J, Hedrick J K, Misawa E A. On sliding observers for nonlinear systems[C]. *American Control Conference (ACC 1986)*. 1986:1794–1800.
- [109] Utkin V, Guldner J, Shi J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*[M]CRC press, 2009.
- [110] Davila J, Fridman L, Levant A. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(11):1785–1789.
- [111] Zhao L, Huang J, Liu H, et al. Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10):5280–5289.
- [112] Liang D, Li J, Qu R. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on second-order sliding-mode observer with online resistance estimation[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(4):3672–3682.
- [113] Salehi R, Vossoughi G, Alasty A. A second-order sliding mode observer for fault detection and isolation of turbocharged SI engines[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(12):7795–7803.
- [114] Laghrouche S, Liu J, Ahmed F S, et al. Adaptive second-order sliding mode observer-based fault reconstruction for PEM fuel cell air-feed system[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2015, 23(3):1098–1109.
- [115] Mellucci C, Menon P P, Edwards C, et al. Second-order sliding mode observers for fault reconstruction in power networks[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2017, 11(16):2772–2782.
- [116] Wang B, Dong Z, Yu Y, et al. Static-Errorless Deadbeat Predictive Current Control Using Second-Order Sliding-Mode Disturbance Observer for Induction Machine Drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(3):2395–2403.
- [117] Thounthong P. Control of a three-level boost converter based on a differential flatness approach for fuel cell vehicle applications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(3):1467–1472.

- [118] Pan C T, Chen T C. Modelling and analysis of a three phase PWM AC-DC converter without current sensor[J]. IEE Proceedings B-Electric Power Applications, 1993, 140(3):201–208.
- [119] 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.
- [120] 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.
- [121] 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, 2014, 61(3):1355–1367.
- [122] Se-Kyo Chung. A phase tracking system for three phase utility interface inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3):431–438.
- [123] Moreno J A, Osorio M. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers[C]. The 47th IEEE Conference on Decision and Control (CDC 2008). 2008:2856–2861.
- [124] 吴敏, 何勇, 余锦华. 鲁棒控制理论[M]. 北京高等教育出版社, 2010.
- [125] Doyle J C, Glover K, Khargonekar P P, et al. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1989, 34(8):831–847.
- [126] Kunusch C, Puleston P F, Mayosky M A, et al. Sliding mode strategy for PEM fuel cells stacks breathing control using a super-twisting algorithm[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(1):167–174.
- [127] Khalil H K. Nonlinear systems; 3rd ed.[M]. Upper Saddle River, NJ Prentice-Hall, 2002.
- [128] Glover K, Doyle J, Khargonekar P, et al. State space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1989, 34(8):831–847.
- [129] 张兴. PWM整流器及其控制策略的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [130] 江才, 宋文胜, 王顺亮, et al. 一种三电平中性点钳位逆变器中点电位控制算法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(7):88–94.

- [131] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984(3):625–630.
- [132] Yao J, Jiao Z, Ma D. Adaptive robust control of DC motors with extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7):3630–3637.
- [133] Escobar G, Leyva-Ramos J, Carrasco J, et al. Control of a three level converter used as a synchronous rectifier[C].The 9th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2004). 2004:3458–3464.

附录 A 控制软件设计

为了能将控制算法在实际的变换器系统中应用，需要构建完整的控制系统，包括硬件平台和软件系统。硬件平台主要包括PC和微控制器DSP，可以比较方便采购。相比于搭建硬件平台，软件系统的设计和调试更为重要，需要投入更多的时间精力，是控制系统构建的重点及难点，也是本论文的主要工作之一。下面对本论文所设计的软件系统进行介绍和说明。

A.1 功率变换器控制系统

如图A-1所示，一个完整的功率变换器控制系统包括上位机，嵌入式微控制器DSP及相关的辅助电路。上位机通过RS232串行通讯方式向DSP发送控制指令和控制参数，同时要求DSP上传相关数据。ADC和PWM模块为DSP内部模块，实现DSP与功率变换器连接，ADC模块将传感器信号转换为数字信号送入DSP，PWM模块输出DSP产生的开关信号。

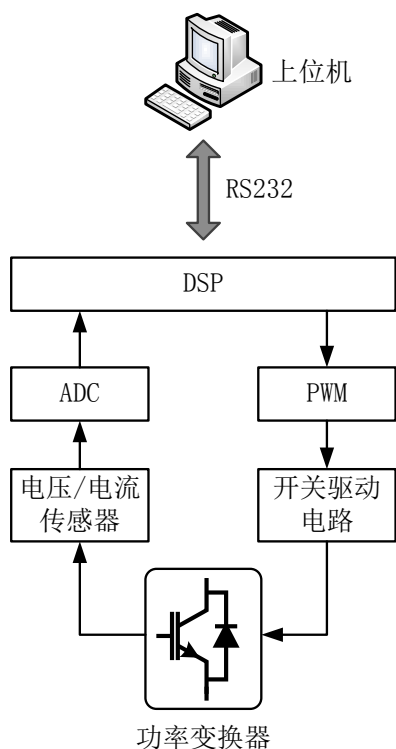


图 A-1 功率变换器控制系统

Fig.A-1 Control system of power converter

A.2 上位机人机交互软件设计

上位机人机交互软件采用Mablab的GUI模块设计，可以转化成方便移植的.exe可执行文件。如图A-2所示为人机交互界面，主要包括波形显示区、数据发送区、控制区和故障状态区，它们的详细功能如下：

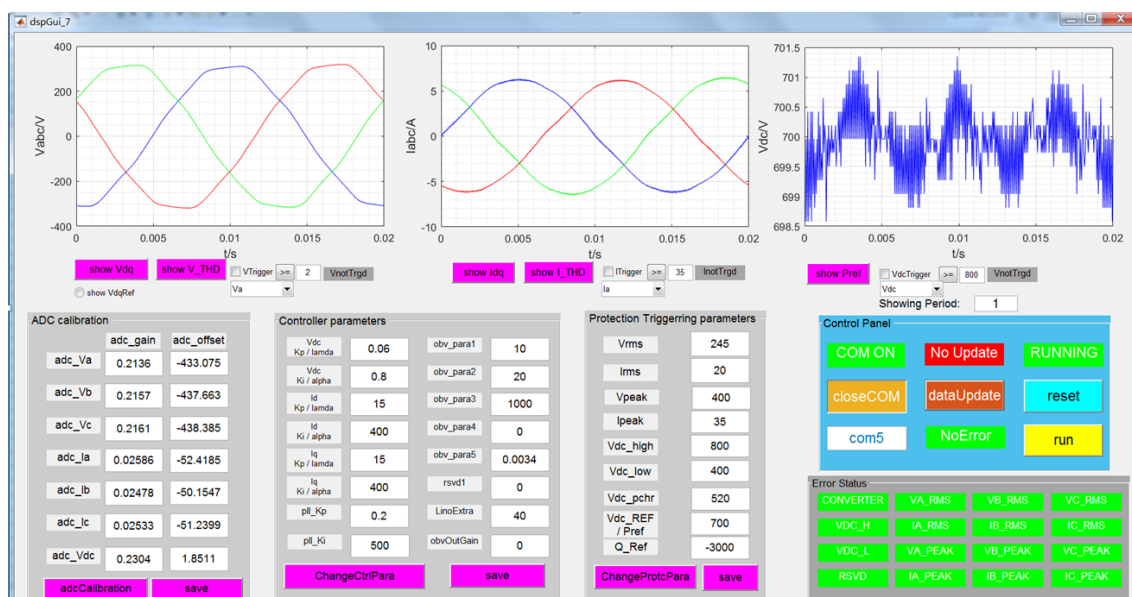


图 A-2 人机交互界面

Fig. A-2 Human-Machine-Interface

- 波形显示区：显示三相电网电压、三相电网电流、直流链路电压的波形，波形的刷新时间为1s。三相电网电压和三相电网电流还可以在 (d, q) 坐标系下查看，也可以查看它们的谐波分布。为了便于检查控制算法的运行情况，还可以查看 (d, q) 坐标系下的电压参考值和有功功率参考值的波形。为了能够捕捉突变信号，设置了波形触发功能，即当三相电网电压（含 (d, q) 坐标系）、三相电网电流（含 (d, q) 坐标系）、直流链路电压、电压参考值和有功功率参考值超过设定值时，波形将被冻结。
- 数据发送区：将传感器校正参数、控制参数（包括控制器参数和观测器参数）和保护参数发送至DSP，需要在通讯建立后发送。传感器校正参数用于将传感器信号转化为信号的真实值。控制参数用于调节控制算法的性能。保护参数是保护变换器不被损坏的限值，当某个指标超限时，DSP将停止控制算法运行，也意味着停止向变换器输出开关信号。
- 控制区：打开通讯口并向DSP发送控制命令，包括变换器启动、变换器复位以及数据上传。常规操作顺序为：打开通讯口→数据上传→发送传感器

校正参数、控制参数和保护参数 → 变换器启动 → 变换器复位。当相应的命令正在执行时，控制区会显示相应状态，例如通讯口已打开、数据正在周期性上传并更新、变换器正在运行等。

- 故障状态区：显示是否存在故障及故障来源，共有15种可能的故障源，包括开关驱动电路故障，三相电网电压幅值及有效值的过压故障、三相电网电流幅值及有效值的过流故障、直流链路电压的过压或欠压故障。

A.3 DSP控制软件设计

DSP控制软件设计是变换器控制软件设计的主要工作内容，因为DSP既要服务于上位机，又要控制功率变换器。为了达到高效的代码运行速率，DSP软件全部采用C语言编写。图A-3为DSP软件流程图，可以看到，在完成功能模块和变量的初始化后，DSP进入无限循环模式，在无限循环模式中，完成ADC中断服务程序的执行、变换器状态机模式运行，以及上位机命令的响应。其中，ADC中断服务程序是控制软件的核心，完成控制算法的调用和开关信号的生成。

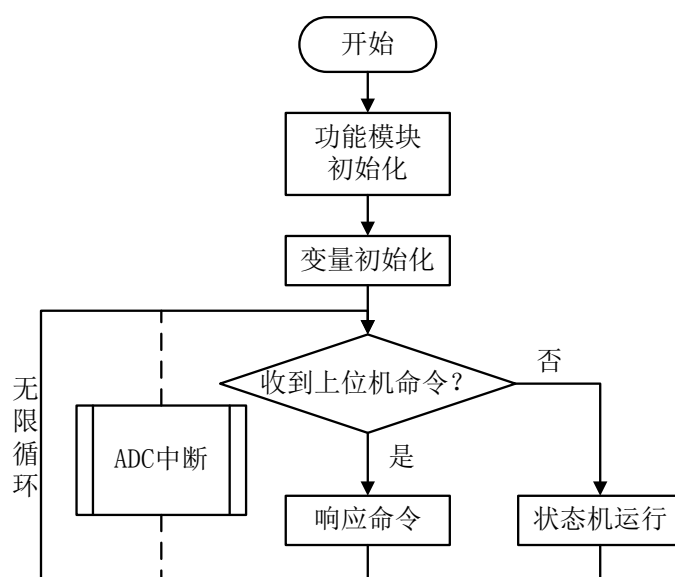


图 A-3 DSP软件流程图

Fig.A-3 DSP software flow chart

(1) ADC中断服务程序流程

ADC中断服务程序的调用频率即为采样频率（本论文中为20kHz）。如图A-4所示，进入中断后，首先读取电压/电流传感器的测量值，然后判断状态机的状态是否为“运行”（变换器完成了预充电并已经准备好进入被控状态），之后执行所提出的先进控制算法并生成开关信号输出到功率开关的驱动电路，最后进行相关

数据的存储及故障检查等任务。

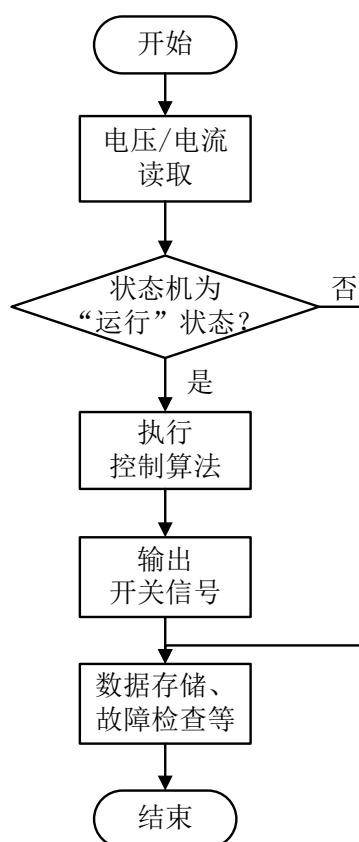


图 A-4 ADC中断服务程序流程图

Fig.A-4 Flow chart of ADC interrupt service routine

(2) 变换器状态机

图A-3为变换器状态机，共具有四个状态：复位状态、预充电状态、运行状态、故障状态。在复位状态，变换器与电网断开，处于待机模式。当收到上位机的启动指令时，变换器预充电开关闭合，开始预充电，直到预充电完成后进入运行状态。变换器到达运行状态后，就可以切入控制算法对其进行控制，进行电压调节和电流/功率跟踪。如果在复位状态、预充电状态和运行状态出现故障，则进入故障状态。如果在预充电状态、运行状态和故障状态收到上位机的复位指令，则返回复位状态。如果没有状态跳转条件，状态维持不变。

(3) 上位机命令响应流程

图A-6为DSP对上位机命令响应的流程，当其串口有指令到达时，先对代码进行解析，判断上位机的要求。当然，为了使得上位机和DSP能够协同工作，首先需要建立一套指令代码，因为指令代码可以自行确定，所以这里不详细列出。

上位机的指令分为四类：变换器控制、参数发送、数据上传、波形触发。变

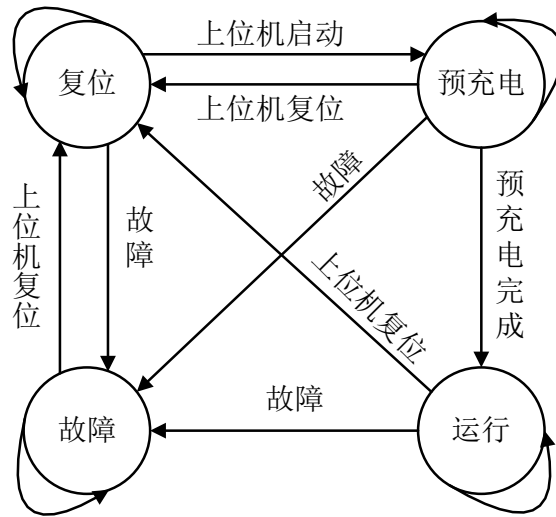


图 A-5 变换器状态机

Fig.A-5 Converter state-machine

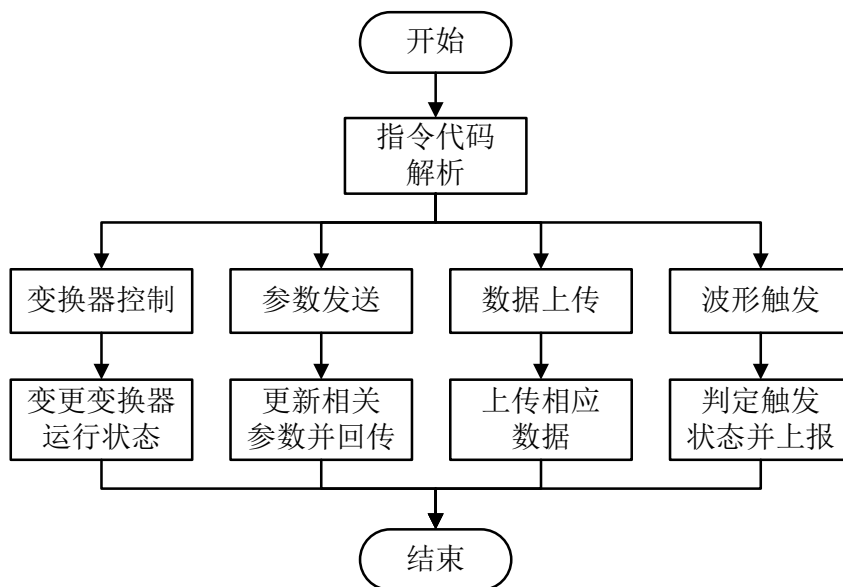


图 A-6 上位机命令响应流程

Fig.A-6 Host command responding flow

换器控制的指令有复位和运行指令，接收到这类指令后，变换器将变更运行状态。参数发送的指令分为传感器校正参数发送指令、控制参数发送指令、保护参数发送指令，接到这类指令后，DSP对相应的参数进行更新，同时把接收到的参数回传上位机以保证DSP已正确接收数据。接到数据上传的指令后，DSP按要求上传相应的数据组用于上位机的波形显示，目前共有八个不同的数据组，由交流电网电压（含 (d, q) 坐标系）、交流电网电流（含 (d, q) 坐标系）、直流链路电压、交流电压参考值、交流电流参考值和有功功率参考值组合而成。接到波形触发的指令后，DSP根据上位机指定的触发源进行数据采集并判定是否满足触发条件，并且上报上位机是否触发。

以上是功率变换器控制软件设计的主要流程介绍，当然，为了实现这些流程中的每一个功能块及相互间的配合，都需要进行准确详细的代码编写和调试，同时需要对DSP各模块的功能特点熟练掌握。

附录 B Resumen en Español (西班牙语摘要)

Los convertidores de potencia basados en interruptores de potencia controlables son equipos indispensables en los sistemas de potencia modernos. Sirven como interfaces inteligentes entre la red pública, las fuentes de energía renovables (incluidos los sistemas eólicos y los sistemas fotovoltaicos), los sistemas de almacenamiento de energía, los accionamientos de motores y las microrredes. Además, también pueden servir como filtros activos de potencia, que cancelan los armónicos de corriente en la red pública y, en consecuencia, proporcionan una red eléctrica de alta calidad. Estos convertidores tienen importantes ventajas como: flujo de potencia bidireccional, corrientes de red de alta calidad, potencia ajustable y la tensión controlable en el lado de continua. Las principales tareas de control de dichos convertidores son regular la tensión de continua al valor deseado y proporcionar potencia activa/reactiva a la red/carga. Los dos factores principales que afectan el rendimiento de control del convertidor de potencia son: (1) perturbación de carga en continua; (2) incertidumbres en los parámetros del convertidor. Por un lado, la perturbación de carga variable en el tiempo en continua puede causar fluctuaciones en dicha tensión. El valor de la carga es impredecible y puede variar en un amplio rango. La magnitud de la carga y la robustez del controlador determinarán si la tensión de continua se puede restaurar al valor de referencia. Para reducir la influencia negativa de la carga en la estabilidad del sistema, un método efectivo es emplear un observador de perturbaciones, que estima el valor de la carga y proporciona esta información al controlador. Por otro lado, las incertidumbres paramétricas del sistema causan diferencias entre el modelo del sistema y la planta real, por lo tanto, el controlador diseñado basado en el modelo puede no lograr el rendimiento deseable. Para resolver estos dos problemas, esta tesis investiga estrategias de control avanzadas aplicadas a convertidores de potencia conectados a la red. Por un lado, para reducir la influencia causada por la perturbación de la carga de continua, se han propuesto estrategias de control basadas en observadores de la perturbación, es decir, se estima el valor de la perturbación externa en tiempo real y se proporciona dicha información al controlador. Por otro lado, para mejorar la robustez y la adaptabilidad a las incertidumbres del sistema, se han empleado métodos de control avanzados, que incluyen controladores en moto deslizante (SMC), control adaptativo y control robusto de H_∞ . El contenido específico de la investigación de esta tesis es el siguiente:

En primer lugar, para comparar la capacidad de rechazo de perturbaciones de carga en el lado dc con diferentes tipos de observadores, se han diseñado cuatro tipos de observadores para el convertidor de potencia de dos niveles en el Capítulo 2. Esto son un observador lineal, un observador de moto deslizante (SM), un observador de estado extendido lineal y un observador de estado extendido no lineal. Los resultados revelan que el observador de SM, el observador lineal y el observador de estado extendido lineal logran una buena estimación de la perturbación.

A partir del Capítulo 2, se diseña un observador lineal mejorado de perturbaciones, que tiene dos parámetros para ajustar su rendimiento. Uno es para mejorar la respuesta transitoria que no influye en el rendimiento en régimen permanente. El otro parámetro está diseñado específicamente para mantener el rendimiento en régimen permanente. Este observador, conjuntamente con un controlador PI, conforman el bucle de regulación de tensión, resultando en un sistema lineal puro, que puede analizarse con las teorías de control clásicas y es conveniente para el uso práctico. Para verificar la efectividad de esta estrategia, se han llevado a cabo una serie de experimentos empleando un convertidor de potencia de 5 kW de potencia conectado a la red.

En el Capítulo 4, para mejorar aún más el rendimiento del bucle de regulación de tensión, se ha diseñado un observador SM mejorado. Comparado con el observador de perturbación lineal anterior, este observador SM no lineal obtiene una convergencia más rápida y presenta una mayor robustez frente a las incertidumbres del sistema. En paralelo, se emplea un controlador de tipo SMC súper torsión en el bucle continua de tensión, mejorando la velocidad de convergencia y su robustez. La condición de convergencia de la tensión de continua se obtiene a través del método Lyapunov, y la ventaja de esta estrategia se verifica mediante simulación y experimentos en el laboratorio con un convertidor de potencia conectado a la red.

Para reducir el impacto de la incertidumbre paramétrica, en el Capítulo 5 se agrega una ley de adaptación al controlador de tipo SMC súper torsión, que ajusta los parámetros de control junto con la variación de parámetros del sistema. Con esta ley adaptativa, el límite superior derivado de la perturbación externa no necesita conocerse a priori. Además, se adopta un control de tipo H_∞ en el bucle de tensión para atenuar la influencia del error de estimación de la perturbación a la tensión de continua controlada. Las condiciones de convergencia de la tensión de continua y la corriente de red se obtienen a través del método de Lyapunov.

Por último, pero no menos importante, para extender el objetivo de control y el modo de control, se investiga el convertidor de NPC de tres niveles tipo mediante métodos de tipo VOC y control de potencia directo (DPC), respectivamente. En primer lugar, la mejora de rendimiento usando el observador de estado extendido lineal se estudia en el modo de control tipo VOC. En segundo lugar, la estrategia de control DPC está diseñada con un observador de estado extendido lineal, control H_∞ , control tipo SMC súper torsión y control adaptativo. Se obtienen las condiciones de convergencia de la tensión de continua, la potencia instantánea activa / reactiva y la diferencia de tensión entre los condensadores. Debido a la ley adaptativa resonante, se elimina la perturbación del tercer armónico en el bucle de equilibrio de la tensión de los condensadores.

附录 C Conclusiones en Español (西班牙语结论)

En esta tesis, se estudia el problema de control del convertidor de potencia AC/DC funcionando como rectificador controlado. Por un lado, para reducir el impacto de la carga en el sistema, esta tesis propone una estrategia de control basada en observadores de perturbaciones, es decir, el observador de perturbaciones estima la perturbación de la carga en tiempo real y luego compensa el valor de estimación de la perturbación al controlador para reducir los efectos adversos de la carga sobre el sistema. Por otro lado, para mejorar la robustez y la adaptabilidad a las incertidumbres del sistema, se adoptan métodos de control avanzados como el control en modo deslizante (SMC), el control adaptativo y el control robusto H_∞ . Los principales trabajos de la tesis son los siguientes:

(1) Para el convertidor de potencia trifásico de dos-niveles, se propone una estrategia tipo SMC super-torsión basada en un observador de perturbaciones. Se han diseñado cuatro observadores de perturbaciones diferentes para compensar el bucle de regulación de tensión en controladores de tipo SMC super-torsión. Por tanto, se pueden comparar las capacidades de compensación de los diferentes observadores. Los resultados muestran que el observador de perturbaciones puede mejorar significativamente las prestaciones del controlador del sistema, y el observador de SM y el observador lineal tienen buenos efectos cuando se combinan con el SMC super-torsión.

(2) Para la regulación de tensión de continua de convertidor de potencia trifásico de dos niveles, se ha diseñado un nuevo tipo de observador lineal de perturbaciones que está diseñado para compensar el controlador lineal PI del bucle de regulación de tensión. El observador de perturbaciones mejorado tiene dos parámetros para ajustar su comportamiento. Uno de ellos se introduce para mejorar la respuesta transitoria del sistema sin afectar al error en régimen permanente. El otro parámetro está diseñado para mantener la calidad de los resultados en régimen permanente. Este observador lineal de perturbaciones mantiene la linealidad del sistema en bucle cerrado. Por lo tanto, la teoría de control clásica se puede utilizar para analizar el sistema lo que es muy conveniente en la práctica. La efectividad y las ventajas de esta estrategia se han verificado a través de experimentos realizados usando un convertidor de potencia de dos niveles trifásico de 5 kW conectado a la red.

(3) Para la regulación de tensión de continua de convertidor de potencia trifásico de dos niveles, se ha diseñado además un nuevo tipo de observador de perturbación de modo deslizante (SM) para compensar el controlador de tipo SMC super-torsión en su objetivo de controlar la tensión de continua. El observador de SM mejorado tiene las mismas ventajas que el observador lineal descrito anteriormente, con parámetros que pueden ajustar el transitorio y mantener el rendimiento en estado estacionario. Sin embargo, en comparación con los observadores lineales, el observador tipo SM converge más rápido y es más robusto. De manera similar, la efectividad y la superioridad de esta estrategia de control se ha verificado experimentalmente en el laboratorio con convertidores de potencia conectados a la red.

(4) Para el convertidor de potencia trifásico de dos-niveles, se propone una estrategia de control H_∞ basada en SMC super-torsión adaptativo. Se usa la técnica de control H_∞ en el bucle de regulación de tensión para suprimir los efectos del error de estimación de la perturbación a la salida del sistema. Se utilizan dos controladores basados en SMC super-torsión adaptativo en el bucle de seguimiento de corrientes para abordar la incertidumbre de los parámetros del sistema del convertidor de potencia. Al utilizar el SMC super-torsión adaptativo, no se requiere a priori el límite de tiempo derivado de la perturbación externa.

(5) Basado en el trabajo de investigación del convertidor de dos niveles, se ha extendido el resultado en convertidores NPC de tres niveles diseñando controladores tipo VOC y DPC. En primer lugar, el controlador VOC se utiliza para verificar la mejora en las prestaciones del control del sistema (respuesta transitoria y robustez incluidas). Sobre esta base, el control DPC se implementa combinando el observador de estado extendido lineal, el control H_∞ , el control de SM súper torsión y el control adaptativo. El bucle de regulación de tensión usa un controlador H_∞ basado en el observador de estado extendido para ajustar la tensión de continua del convertidor al tiempo que suprime los efectos de los errores de estimación en la salida del sistema. El bucle de seguimiento de potencia utiliza un controlador tipo SMC super-torsión para hacer coincidir la potencia activa / reactiva con el valor de referencia. El circuito de balance de tensiones de los condensadores del dc-link adopta un controlador SMC super-torsión adaptativo, que suprime efectivamente la interferencia del tercer armónico.

Las contribuciones de la tesis son las siguientes:

(1) Basado en el algoritmo de SMC super-torsión, el controlador del convertidor de

potencia se ha diseñado para realizar el control del bucle de regulación de tensión, el bucle de seguimiento de corriente / potencia y el bucle de balance de tensiones en el dc-link. Se obtienen los teoremas de las condiciones de convergencia de variables como la tensión de continua, la corriente de red, la potencia activa / reactiva instantáneas y la diferencia de tensión de dc en los condensadores.

(2) Para la interferencia de carga de continua y para mejorar la capacidad del sistema para suprimir la interferencia de carga, se ha diseñado un observador de perturbación original lineal y un observador de tipo SM. Las estrategias de control basados en estos dos observadores se han verificado experimentalmente usando un convertidor real, que proporciona resultados fiables para futuras aplicaciones.

(3) Para el error de estimación del observador de perturbaciones, se diseñó un controlador H_∞ en el bucle de regulación de tensión que suprime la influencia del error de estimación en la tensión del dc-link.

(4) Para los parámetros inciertos del sistema y la perturbación externa, se diseñan dos leyes adaptativas, una para parámetros que varían lentamente y otra para interferencia armónica respectivamente. Se agrega un controlador de tipo SMC super-torsión para mejorar la robustez del sistema y reducir el error en régimen permanente.

A partir de los resultados teóricos y experimentales obtenidos anteriormente para el control de los convertidores de potencia conectados a la red, posibles trabajos futuros serían:

(1) La estrategia de control de este trabajo consiste principalmente en obtener la condición de estabilidad del sistema de bucle cerrado a través del método Lyapunov. Los parámetros de observador y controlador obtenidos son muy conservadores. Por lo tanto, se deben buscar métodos avanzados para realizar la selección de parámetros menos conservadores.

(2) El tipo de carga que se considera actualmente es una carga resistiva y la forma de la perturbación es de un solo paso. En el futuro, se pueden considerar perturbaciones considerando cargas inductivas y realicen perturbaciones de varios pasos. Además, la perturbación de la carga proviene del lado de continua, y las interferencias de carga. Los cambios de parámetros del lado de la red se considerarán en el futuro.

(3) Parte del trabajo en la tesis sólo tiene los resultados de la verificación por simulación, especialmente la parte relacionada con el convertidor de NPC de tres niveles. Estas estrategias de control se podrían probar en el convertidor de potencia real.

(4) La investigación se basa principalmente en convertidores AC/DC de dos niveles y NPC de tres niveles. En el futuro, se podría considerar aplicar estrategias de control similares a otras topologías y convertidores de mayor potencia, como convertidores de condensadores flotantes convertidores multinivel en cascada.

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

国际期刊论文

- [1] **Wensheng Luo**, Zhenhuan Wang, Tongyu Zhao, and Ligang Wu. Adaptive super-twisting sliding mode control of three phase power rectifiers in active front end applications[J]. *IET Control Theory and Applications*, 2019, 13(10): 1483–1490. (SCI 检索, 收录号: 000471712200007, IF=3.296)
- [2] Ligang Wu, **Wensheng Luo**, Yi Zeng, Fanbiao Li, and Zhong Zheng. Fault detection for underactuated manipulators modeled by markovian jump systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(7): 4387–4399. (长文, SCI 检索, 收录号: 000378538200038, IF=7.05)
- [3] Jianxing Liu, **Wensheng Luo**, Xiaozhan Yang, and Ligang Wu. Robust model-based fault diagnosis for PEM fuel cell air-feed system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 3261–3270. (长文, SCI 检索, 收录号: 000374164600060, IF=7.05)
- [4] Jianxing Liu, Yunfei Yin, **Wensheng Luo**, Sergio Vazquez, Leopoldo Garcia Franquelo, and Ligang Wu. Sliding mode control of a three-phase AC/DC voltage source converter under unknown load conditions: Industry applications[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics: Systems*, 2018, 48(10): 1771–1780. (长文, SCI 检索, 收录号: 000444825500011, IF=5.131)
- [5] Jiahui Wang, **Wensheng Luo**, Jianxing Liu, and Ligang Wu. Adaptive type-2 FNN-based dynamic sliding mode control of DC-DC boost converters[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics: Systems*, 2019, DOI: 10.1109/TSMC.2019.2911721. (SCI 检索源, IF=5.131)
- [6] Yabin Gao, **Wensheng Luo**, Jianxing Liu, and Ligang Wu. Integral sliding mode control design for nonlinear stochastic systems under imperfect quantization[J]. *SCIENCE CHINA: Information Sciences*, 2017, 60(12): 120206:1–120206:11. (SCI 检索, 收录号: 000419034600007, IF=2.188)

国际会议论文

- [7] **Wensheng Luo**, Sergio Vazquez, Jianxing Liu, Ligang Wu, and Leopoldo Garcia Franquelo. Second-order sliding mode control of power converters using

different disturbance observers for dc-link voltage regulation[C]. *The 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2017)*, page 8685–8690, Beijing, China, October 29–November 1, 2017. (EI 检索, 收录号: 000427164808088)

(二) 在审的国际期刊论文

- [1] **Wensheng Luo**, Sergio Vazquez, Jianxing Liu, Leopoldo Garcia Franquelo, Ligang Wu, and Jose Ignacio Leon. Disturbance observer-based DC-link voltage regulation for grid-connected converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 在审 (SCI 检索源, IF=7.05)
- [2] **Wensheng Luo**, Sergio Vazquez, Jianxing Liu, Francisco Gordillo, Leopoldo Garcia Franquelo, and Ligang Wu. DC-link voltage control of a three-phase active front end using a sliding mode observer[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics: Systems*, 在审 (SCI 检索源, IF=5.131)

致 谢

值此论文完成之际，谨向这一路上给予我关心、指导和帮助的敬爱老师、可爱同学和挚爱亲人致以由衷的感激和深深的谢意。

首先感谢我的导师吴立刚教授，对我的耐心指导和帮助提携。工作五年又换专业，年纪大了还带个娃，这样的我连零起点都算不上，只能说是负起点。然而吴老师并未计较我的初始条件，给我提供很多基础书籍和文献，让我慢慢积累基础知识，渐渐入门本专业。由于基础较弱，论文撰写进度较慢，吴老师心里着急却从不向我施压，而是时不时地询问我是否遇到什么问题。吴老师为我仔细切实地规划学术生涯，在我建立了一定的理论基础后，他考虑到我之前的学习和工作经验更偏向工程应用，为我指定了功率变换器控制的研究方向，并为我联系了功率变换器领域的国际知名学者Leopoldo G. Franquelo教授对我共同指导。不仅如此，吴老师还帮助我获得去西班牙塞维利亚大学进行联合培养的机会，让我更加便利地开展变换器的实验验证。在这里，我深深感谢吴老师对我的悉心指导和长远规划，并给我创造了良好的条件和机会，让我能在科研的道路上走得更远。

感谢我的联合培养导师，西班牙塞维利亚大学的Leopoldo G. Franquelo教授。我在西班牙期间，Franquelo教授每天早上都会跟我进行简短交谈，询问前一天工作情况，是否需要帮助，生活是否顺利等。对我提出的问题，不管难易，总会认真耐心解答，确保我真正理解明白；当他自己也不确定的时候，就各方咨询，查资料，确定告诉我的信息是正确的。为了能让我尽快地融入课题组并更好地开展科研工作，Franquelo教授总是创造机会让我与课题组的老师和同学熟悉起来，比如，他总是“不经意”地请我喝咖啡，等我到学校咖啡厅的时候会发现课题组的老师都在。不仅如此，Franquelo教授对我的相关事务也很关心，我在国外学校每年都要办复杂的手续，他比我还要清楚时间节点，总会提前提醒我。在这里，由衷地感谢Franquelo教授对我的指导和关心。

感谢副导师刘健行老师和联合培养副导师Sergio Vazquez老师。因为年龄相仿，刘老师跟我亦师亦友，经常一起讨论论文问题，从大体的研究方向到细致的公式推导，每次跟刘老师讨论都会有新的收获；考虑到我需要照顾小孩，刘老师承担了实验室的绝大部分事务，让我有更多的精力专心于课题研究。Sergio老师对我的指导既细心又耐心，对于我的论文，他不厌其烦地一遍遍修改，我每改一版，他都会从头阅读，并提出改进建议；对论文中的公式，他逐个验证，确保无误；在实验方面，是Sergio老师带着我熟悉实验室设备，逐步上手；他带我一起做实验，

实验顺利时共同分享喜悦，实验不顺利时就一起查找硬件和软件中的问题，甚至重新仿真验证；现在我回国了，Sergio老师依然和我保持联系，对我进行远程指导。谢谢刘老师和Sergio老师对我的细心指导和帮助。

感谢塞维利亚大学的Jose I. Leon教授和他的爱人Marta，他们经常在学术和生活上给予我鼓励和肯定，让我面对困难时更加有信心和勇气。感谢Francisco Gordillo教授，对我的论文提出的专业而细心的建议。感谢同学Abraham、大Fran、小Fran、Maria和亲爱的楼长Lola，让我的国外生活有一个美好的开始以及现在的温暖的回忆。

感谢实验室的同学殷允飞、高亚斌、张会焱、熊永阳、胡仲瑞和尹嘉鹏，和你们一同度过了美好的科研时光。感谢在国外惺惺相惜的好朋友耿冬苓、严家跃和马乔宇，怀念一起约饭吃火锅的快乐时光。

感谢我挚爱的亲人们，外婆、外公、弟弟、爸爸、爱人、儿子、大舅、小舅和五位姨妈，谢谢你们陪伴了我的成长，给予了我无条件的支持、理解和关怀。

最后，感谢我已在天堂的妈妈，教会我坚强。在为数不多的动情时刻，妈妈曾经说，生下我是她最骄傲的事。亲爱的妈妈，做您的女儿，更是我最骄傲的事。

谨以此文，献给我思念的母亲。

个人简历

罗文晟 1986 年 07 月 09 日出生于江西省瑞金市。

教育经历

- [1] 2003 年 09 月–2007 年 07 月在哈尔滨工程大学机电工程学院机械设计制造及其自动化专业机械电子方向，获工学学士学位；
- [2] 2007 年 09 月–2009 年 07 月在哈尔滨工业大学机电工程学院机械电子工程专业机器人方向，获工学硕士学位；
- [3] 2014 年 09 月–2019 年 05 月在哈尔滨工业大学航天学院控制理论与控制工程专业，攻读工学博士学位。

主要研究方向： 并网功率变换器；抗干扰控制；滑模控制；模糊控制等。

工作经历

- [1] 2009 年 07 月–2012 年 07 月在中车集团株洲电力机车研究所有限公司地铁屏蔽门项目部，担任嵌入式系统工程师；
- [2] 2012 年 07 月–2014 年 07 月在长安集团哈尔滨东安汽车发动机制造有限公司技术中心，担任项目经理。

获奖情况

- [1] 2003-2007 年 哈尔滨工程大学一等奖学金4次，二等奖学金1次，三等奖学金2次，校优秀团干；
- [2] 2007 年 黑龙江省优秀毕业生；
- [3] 2007-2009 年 哈尔滨工业大学研究生一等奖学金1次，二等奖学金1次，学院优秀社会实践分子；
- [4] 2009 年 公司最佳新人奖；
- [5] 2016 年 获得国家留学基金委（CSC）资助到西班牙塞维利亚大学进行联合培养两年；
- [6] 2017 年 IEEE工业电子协会年会青年学者论坛最佳报告奖。

学术活动

- [1] 2015 年 07 月 28日– 30 日在中国杭州参加第34届中国控制会议；
- [2] 2017 年 10 月 29日– 11 月 01 日在中国北京参加IEEE工业电子协会第43届年会并作口头报告。