

分类号: TM351

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220310101



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目

航空永磁电机发电系统

高性能发电控制技术研究

论 文 作 者

徐琳

指 导 教 师

黄健

学 科 (专 业)

电气工程

研 究 方 向

航空永磁电机发电控制技术

论文提交日期: 2025 年 5 月 16 日

分类号: TM351

密 级: 公开

单位代码: 10363

学 号: 2220310101

题 目 航空永磁电机发电系统高性能
发电控制技术研究

题 目 RESEARCH ON HIGH-PERFORMANCE
GENETATION CONTROL TECHNOLOGY
FOR AIRCRAFT PERMANENT MAGNET
GENERATOR SYSTEM

学 生 姓 名: 徐琳

指 导 教 师: 黄健

学 科 (专业): 电气工程

研 究 方 向: 航空永磁电机发电
控制技术

论文答辩日期: 2025 年 4 月 29 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：徐琳

日期：2025年5月16日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

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

保密 ☐，在 _____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：徐琳

指导教师签名：王峰

日期：2025 年 5 月 16 日

日期：2025 年 5 月 16 日

航空永磁电机发电系统高性能发电控制技术研究

摘 要

随着航空电气化的推进,多/全电飞机电气负载在不断增多,导致飞机主电源系统的容量也在不断增加。永磁发电机(Permanent Magnet Generator, PMG)与三相电压型 PWM 整流器结合而成的发电系统,凭借其动态响应快,系统效率高以及能量双向流动的优点,在航空高压直流电源系统中具有应用潜力和研究价值。然而,发电系统存在电机非线性度强、负载变化频繁以及大功率能量流动等问题,使得研究高性能发电控制技术至关重要。本文针对如何提高发电系统负载突变时直流母线电压的动态性能展开研究,具体内容有:

(1) 分析了多/全电飞机及其主电源系统的研究背景,对永磁电机发电系统拓扑进行了介绍,总结并概括了 PWM 整流器与永磁发电机控制策略的研究现状,并列举了发电系统高性能控制技术的现状,为后续研究提供了理论依据。

(2) 推导了永磁发电机与三相电压型 PWM 整流器在 dq 轴坐标系下的数学模型,分析了永磁电机 PWM 整流发电系统的工作原理,阐述了空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)策略的基本原理,基于发电系统传递函数对电压环和电流环 PI 调节器的参数整定进行了设计,并分析了发电系统的运行特性。

(3) 介绍了内模控制(Internal Model Control, IMC)理论,针对发电系统电流环存在交叉耦合问题,设计了电流环内模解耦控制器;针对

内模解耦控制器无法同时兼顾系统跟随性能和抗干扰性能的问题,基于内模原理设计了电流环二自由度(Two Degree of Freedom, TDOF)控制器,凭借其两组独立的调节参数,改善了直流母线电压的动态性能;通过仿真对比验证了电流环 TDOF 的有效性。

(4) 阐述了自抗扰控制(Active Disturbances Rejection Controller, ADRC)理论,针对永磁电机 PWM 整流发电系统具有模型不确定性强、非线性度高等问题,设计了电压环 ADRC 控制器,实时观测系统总扰动并加以补偿;分析了非线性 *fal* 函数对 ADRC 控制器的影响,针对传统 *fal* 函数特性曲线不光滑等问题,提出一种基于 *newfal* 函数的电压环改进 ADRC 控制器,提高了发电系统的鲁棒性;通过仿真对比验证了电压环改进 ADRC 的有效性。

(5) 完成了永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台的搭建,分别对发电系统电流环 TDOF 与电压环改进 ADRC 等控制方法进行了相应的实验测试,得出实验结果与仿真结果相吻合,验证了本文所提高性能发电控制技术在实际应用中的有效性与可行性。

关键词: 永磁发电机, PWM 整流器, 二自由度控制, 自抗扰控制, 动态性能

RESEARCH ON HIGH-PERFORMANCE GENETATION CONTROL TECHNOLOGY FOR AIRCRAFT PERMANENT MAGNET GENERATOR SYSTEM

ABSTRACT

With the advancement of aviation electrification, the electrical loads of more/all-electric aircraft continue to grow, leading to increasing demands on the capacity of aircraft main power systems. The permanent magnet generator (PMG) power system, integrated with three-phase voltage-source PWM rectifiers, demonstrates significant application potential and research value in aviation high-voltage DC power systems due to its advantages of rapid dynamic response, high system efficiency, and bidirectional energy flow capability. However, challenges such as strong nonlinearity of the generator, frequent load variations, and high-power bidirectional energy flow within the system make the development of high-performance power generation control technologies critically important. This paper focuses on improving the dynamic performance of DC-link voltage during load transients in power generation systems, with the following key research aspects:

- (1) To analyze the research background of multi/all-electric aircraft and their main power systems, introduce the topology of PMG-based

power generation systems, summarize and outline state-of-the-art developments in PWM rectifiers and permanent magnet generator (PMG) control strategies, catalog current advancements in high-performance control technologies for power generation systems, and establish a theoretical foundation for subsequent research.

(2) To derive the mathematical models of the permanent magnet generator (PMG) and three-phase voltage-source PWM rectifier in the dq -axis coordinate system, introduce the operational principles of the PMG-PWM rectification power generation system, elaborate on the fundamental theory of Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), design parameter tuning for voltage-loop and current-loop PI regulators based on the power generation system's transfer function, and analyze the operational characteristics of the generation system.

(3) To elucidate the Internal Model Control (IMC) theory, design a current-loop IMC decoupling controller to address cross-coupling issues in the power generation system. Since the IMC decoupling controller cannot simultaneously satisfy system reference-tracking performance and disturbance rejection capability, a two-degree-of-freedom (TDOF) controller is developed based on the IMC principle and implemented in the current loop. By designing two independent parameter sets, this approach enhances the dynamic performance of DC-link voltage. Comparative simulations validate the effectiveness of the TDOF current-loop strategy.

(4) To expound the Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) theory, design a voltage-loop ADRC controller addressing strong model uncertainty and high nonlinearity in PMG-PWM rectification power generation systems, enabling real-time observation and compensation of total system disturbances. To analyze the impact of nonlinear *fal* functions on ADRC performance and resolve the non-smooth characteristic curves inherent to conventional *fal* functions, propose a *newfal*-enhanced voltage-loop ADRC, thereby improving the system robustness. Comparative simulations validate the effectiveness of the improved voltage-loop ADRC.

(5) To establish an experimental platform for the PMG-PWM rectification power generation system, test current-loop TDOF and enhanced voltage-loop ADRC strategies, and demonstrate experimental-simulation consistency. The experimental findings demonstrate that the proposed high-performance power generation control techniques exhibit both effectiveness and feasibility in practical applications.

Xu Lin (Electrical Engineering)

Supervised by Huang Jian

KEY WORDS: permanent magnet generator, PWM rectifier, two-degree-of-freedom control, active disturbance rejection control, dynamic performance

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.1.1 多/全电飞机及其电源系统	1
1.1.2 永磁电机 PWM 整流发电系统	3
1.2 国内外研究现状.....	5
1.2.1 PWM 整流器的研究现状	5
1.2.2 永磁发电机控制策略研究现状.....	6
1.2.3 发电系统高性能控制技术研究现状.....	7
1.3 论文的研究内容及章节安排.....	8
第 2 章 永磁电机 PWM 整流发电系统数学模型及矢量控制	10
2.1 永磁电机 PWM 整流发电系统的数学模型	10
2.1.1 发电系统拓扑结构建立与分析.....	10
2.1.2 永磁发电机的数学模型.....	11
2.1.3 三相 PWM 整流器的数学模型	15
2.2 空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略	17
2.2.1 SVPWM 理论分析.....	17
2.2.2 SVPWM 算法实现.....	19
2.3 永磁电机 PWM 整流发电系统矢量控制	21
2.3.1 发电系统控制原理.....	21
2.3.2 控制系统传递函数分析.....	22
2.3.3 仿真建模及分析.....	25
2.4 永磁电机 PWM 整流发电系统的运行特性分析	27
2.5 本章小结.....	29
第 3 章 基于二自由度的发电系统电流环控制策略.....	30
3.1 电流环内模解耦控制.....	30

3.1.1 内模控制原理.....	30
3.1.2 内模解耦控制器设计.....	32
3.2 基于内模原理的电流环二自由度控制.....	34
3.2.1 二自由度控制原理.....	34
3.2.2 二自由度调节器设计.....	35
3.3 仿真分析.....	37
3.4 本章小结.....	42
第 4 章 基于自抗扰的发电系统电压环控制策略.....	43
4.1 自抗扰控制原理.....	43
4.1.1 基本思想.....	43
4.1.2 跟踪微分器.....	44
4.1.3 扩张状态观测器.....	45
4.1.4 非线性状态误差反馈控制律.....	46
4.2 电压环自抗扰控制器设计.....	47
4.2.1 控制器具体方案设计.....	47
4.2.2 非线性函数分析.....	49
4.2.3 非线性函数改进.....	50
4.3 仿真分析.....	52
4.4 本章小结.....	57
第 5 章 永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台搭建与测试.....	58
5.1 实验平台搭建.....	58
5.2 控制系统硬件设计.....	59
5.3 控制系统软件设计.....	63
5.4 发电系统实验测试.....	65
5.5 本章小结.....	68
第 6 章 结论与展望.....	69
6.1 全文总结.....	69
6.2 后续工作展望.....	70
参考文献.....	71

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

1.1.1 多/全电飞机及其电源系统

2021 年 10 月国务院印发的《2030 年前碳达峰行动方案》^[1]中明确提出：“推动运输工具装备低碳转型，发展新能源航空器”。其中，飞机电气化是将电能应用全面拓展至飞机非推进能源和推进能源的重要革新，是促进航空绿色化发展，实现“双碳”目标的重要途径^[2]。传统飞机的二次能源分为电能、液压能、气压能、机械能等，结构非常复杂，效率低，增加了发动机燃油消耗，存在气体油液泄漏等问题，传统飞机二次能源结构简化图如图 1-1(a)所示。随着电气技术的进步,20 世纪 70 年代开始,航空领域出现了“多电飞机(More Electric Aircraft, MEA)”和“全电飞机(All Electric Aircraft, AEA)”的概念^[3]。全电飞机是指通过电气系统彻底取代传统液压、气动等二次能源系统，实现飞机能源以纯电化进行传输与分配；而多电飞机是指飞机二次能源仅部分进行电气化转变，是向全电飞机发展的中间过程^[4]，全电飞机二次能源简化图如图 1-1(b)所示。

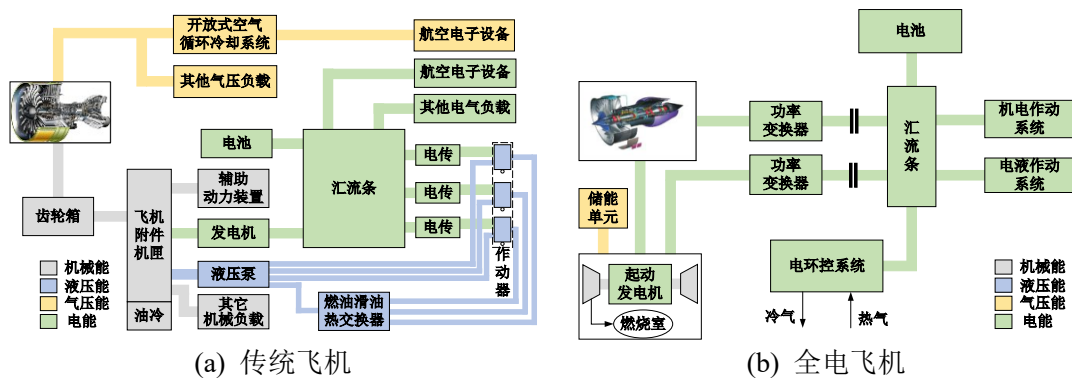


图 1-1 飞机二次能源结构简化图^[5]

如图 1-2 所示为美国波音公司生产的 B-787 中型客机与欧洲空中客车公司研制的 A380neo 客机，这两款飞机是典型的多电飞机。图 1-3(a)所示为以色列公司 Eviation Aircraft 生产的全电动飞机“Alice”，图 1-3(b)所示的 AG60E 为我国航空工业通飞自主研发的两座轻型全电运动型飞机。

多/全电飞机将飞机的二次能源统一为电能，减少了飞机内的液压管路和气体管路，简化了飞机内部结构和航空发动机的结构^[6]，实现更低的燃油消耗和排放。因此，飞机电气化已成为我国航空技术发展的重要方向^[5]，而多/全电飞机将

成为我国未来航空飞行器的研究热点。

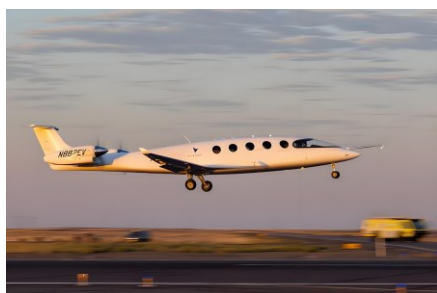


(a) B-787



(b) A380neo

图 1-2 多电飞机



(a) Alice



(b) AG60E

图 1-3 全电飞机

随着航空电气化不断的推进，多/全电飞机上的电气负载应用也逐渐增加，致使飞机主电源系统的功率等级不断提升，以满足电能供给要求。飞机主电源系统主要经历了低压直流、恒频交流、变频交流以及高压直流等阶段^[4]。

低压直流电源系统在上世纪三十年代应用较为广泛，主要为飞机上的电子设备供电，但是电源容量有限，维护困难，故障频繁；恒频交流电源系统具备优异的稳定性，但由于其较大的体积和自重，会给飞机带来额外的能量消耗；变频交流电源系统虽在结构上做了简化，并保持传统设备的优势，但其对控制信号的依赖性强；自 20 世纪 70 年代开始，随着功率电子器件开关性能的提升、大规模集成电路和稀土永磁材料的发展，航空领域开始研制额定电压为 270V 的高压直流 (High Voltage Direct Current, HVDC)^[7]（以下简称 270VHVDC），其结构框图如图 1-4 所示。

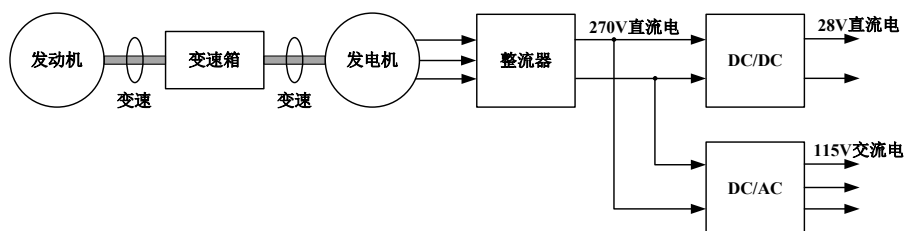


图 1-4 270V 高压直流电源系统

图 1-4 所示由发电机与整流器装置集成的 270VHVDC 电源系统，具有起动

和发电双功能、功率密度高、体积小、电源效率高达 90%以上等优势^{[4][5][6]}。并且, 270VHVDC 可通过电力电子装置再次转化为 28V 直流电与 115V 交流电为机载供电。同时, 270VHVDC 在发电时还可以通过整流器吸收电源系统回馈的能量, 易于实现多级冗余供电配置与不间断供电模式^[8]。基于上述分析, 270VHVDC 已成为多/全电飞机主电源系统发展的优选方案。

1.1.2 永磁电机 PWM 整流发电系统

永磁发电机(Permanent Magnet Generator, PMG)仅依靠自身的永磁体励磁、不需要额外的励磁装置、结构简单、体积小、重量轻以及功率密度大等特点, 现多被用于发电系统中^{[9][10]}。PMG 在转动时根据电磁感应产生三相交流电压, 该电压输出特性会随着 PMG 转速的变化而改变。并且 PMG 采用永磁励磁结构实现高效能转换, 气隙磁场调节复杂, 致使控制难度显著提升。为保障发电系统电能稳定输出, 需要整流器装置的协调配合^[11]。目前, 常用的由 PMG 与整流装置所组成的发电系统拓扑一共有三种: 二极管不控整流加 DC/DC 变换器、晶闸管可控整流与 PWM 可控整流^[10]。

(1) 二极管不控整流加 DC/DC 变换器

二极管不控整流电路结构简单, 易实现且成本低, 但是直接使用不控整流拓扑无法做到在电机变速时直流侧输出电压的可调节性能。一般需要在其后端加上 DC-DC 电路才能调节输出母线电压的大小, 构成的发电系统拓扑如图 1-5 所示。但是在实际工作中, 当电机转速变化范围很大时, 将导致整个 DC/DC 变换器的工作输入电压范围变化很大, 使得开关管的占空比调节范围非常大, 并且使得功率器件选型的难度增加。除此之外, 二极管不控整流会产生多次的电流谐波, 对电机造成诸多不利的影响, 例如导致电机损耗增大, 造成电机过热严重, 增加了永磁体退磁的风险^[12]。

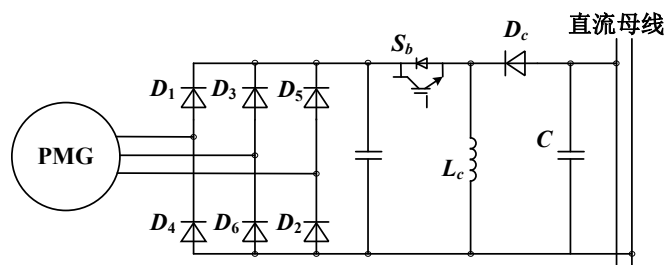


图 1-5 二极管不控整流加 DC/DC 变换器的发电系统拓扑

(2) 晶闸管可控整流

晶闸管按类型可分为半控型和全控型,基于晶闸管可控整流的发电系统拓扑如图 1-6 所示。该拓扑结构与二极管不控整流存在相同的缺点,即当电机转速范围很大时,晶闸管的触发角也随着增大,同时面临着器件选型的困扰。若电机高速运行时,电压谐波含量增大,使发电系统对母线滤波电容的耐压程度和纹波电流的要求增大^[13]。

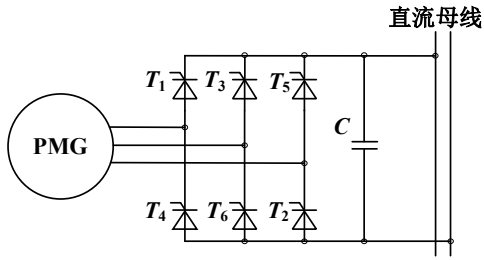


图 1-6 晶闸管可控整流的发电系统拓扑

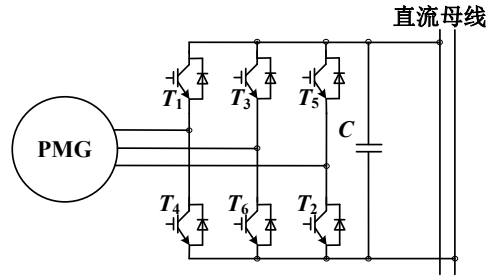


图 1-7 PWM 可控整流的发电系统拓扑

(3) PWM 可控整流

图 1-7 为基于 PWM 可控整流的发电系统拓扑,采用 6 个全控型的开关器件构成桥式拓扑,应用脉宽调制(Pulse Width Module, PWM)技术,调节开关器件的导通时间来控制电机的电流和电压,从而改善电流谐波以及控制电压。PWM 可控整流电路除了可以使交流侧电流正弦化外,还可以提高交流侧的功率因数,实现能量的双向流动^{[14][15]}。

GJB 181B-2012 飞机供电特性中对 270VHVDC 系统正常电压瞬变包络线如图 1-8 所示,其规定如下:

- (1) 加载过程中,直流母线电压跌落不超过 70V,响应时间不超过 30ms;
- (2) 卸载过程中,直流母线电压上升不超过 60V,响应时间不超过 20ms^[16]。

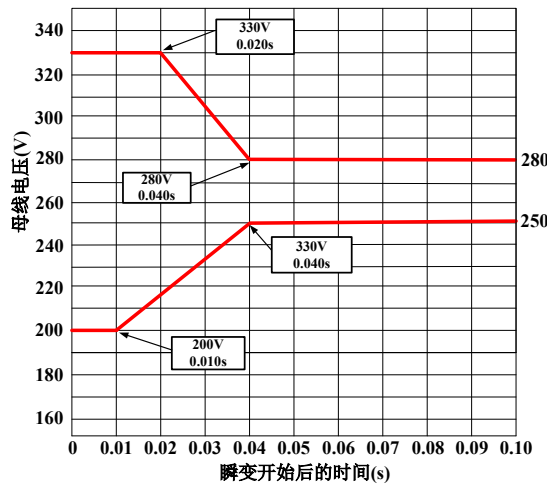


图 1-8 270V 直流电源系统正常电压瞬变包络线

综上所述, PMG 与 PWM 整流器组成的发电系统应其动态响应特性高、系统效率高以及能量双向流动的优点, 在 270VHVDC 中有应用潜力和研究价值^[14]。参照 GJB181B-2012 飞机供电特性, 永磁电机 PWM 整流发电系统必须具有动态响应快、系统跟随性能稳定、抗干扰能力强等特点^[16]。但是, 针对永磁电机 PWM 整流发电系统负载工况的动态瞬变特性以及高功率能量流动的问题, 使得研究高性能发电控制技术至关重要。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 PWM 整流器的研究现状

随着对 PWM 整流器的深入研究, PWM 整流器已经设计出多种拓扑结构。若是按照直流侧储能元件的形式, 可将其分为电流型 PWM 整流器^[17]和电压型 PWM 整流器^[18], 两种 PWM 整流器的拓扑结构如图 1-9 所示。电流型 PWM 整流器需要交流侧接入电容, 导致体积增加、结构复杂。电压型 PWM 整流器直流侧呈电压源特性, 对比电流型 PWM 整流器响应速度更快, 开关损耗低, 控制策略也更简单。

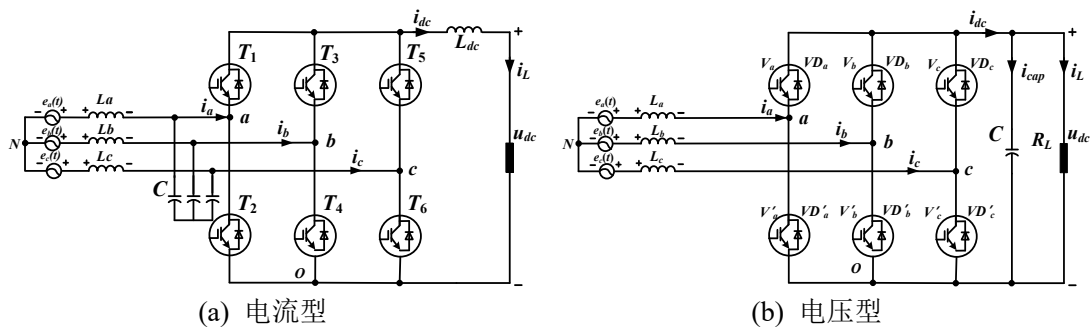


图 1-9 PWM 整流器拓扑结构

除了按照储能元件区分, 也可以按输出电平数将其分为两电平、三电平以及多电平 PWM 整流器。图 1-10 为两种常见的三电平 PWM 整流器拓扑, 图 1-10(a) 为二极管中点钳位型拓扑, 这种拓扑结构可以输出更多的电平, 可实现多级电压控制^[19]; 图 1-10(b) 为 VIENNA 拓扑, 可以看出这种拓扑结构中, 功率开关器件较少, 结构更加简单, 但是无法实现能量的双向流动^[20]。由于三电平与多电平 PWM 整流器主要应用在中高压的大功率场合, 在飞机主电源系统应用较少。

目前 PWM 整流器最常用的数学模型由 A.W. Green 等学者^[21]于 1988 年提出; 此外 R.Wu、S.B.Dewan^[22]等人建立了 PWM 整流器的时域模型, 并且 C.T.Rim 和 D.Y.Hu 等人提出了 PWM 整流器的低频等效模型^[23]。同时, PWM 整流器的

控制策略也是其研究热点，主要分为“间接电流控制”和“直接电流控制”两种。

“间接电流控制”通过控制 PWM 整流器交流侧的电压与电流，调节 PWM 整流器直流侧输出的系统性能^[24]。“直流电流控制”指对 PWM 整流器直流侧输出端直接进行实时控制。对比之下，“直接电流控制”策略具有动态特性好、系统稳定性高等优势，在 PWM 整流器控制策略中被广泛的应用。

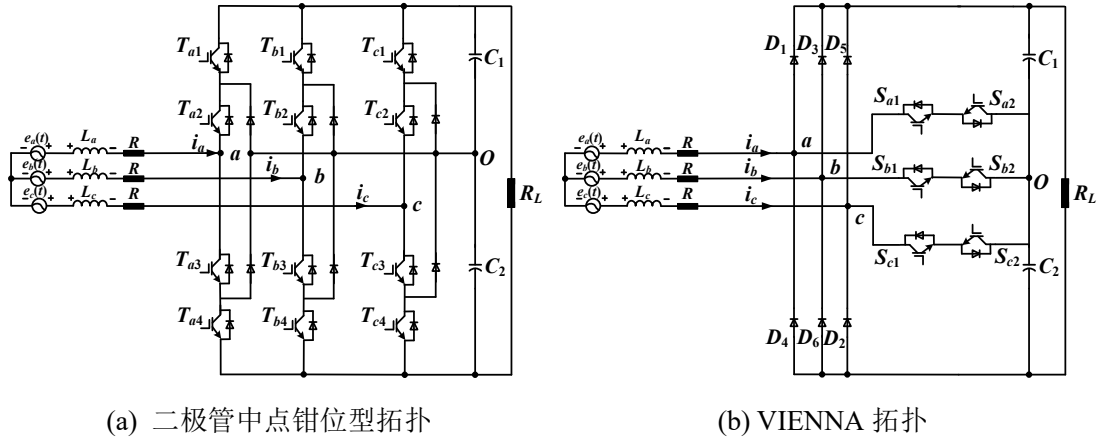


图 1-10 三电平 PWM 整流器拓扑结构

文献[25]中所提的电流滞环控制器将电压外环输出信号与其同相位的正弦信号相乘，得出正弦的电流指令后，将其与反馈电流产生的误差输入到滞环比较器中，再由滞环比较器输出开关管驱动信号，迫使电流偏差减小。文献[26]针对三相电压型 PWM 整流器设计了一种电压平方环作为系统外环，PWM 整流器直流侧电容电流作为无功电流的控制方法，有效地抑制了整流器启动时的冲击电流。文献[27]基于两相静止坐标系通过控制 PWM 整流器直流侧瞬时有功功率二次含量为零，从而保证 PWM 整流器的系统鲁棒性。

1.2.2 永磁发电机控制策略研究现状

永磁发电机和永磁同步电动机(Permanent Magnet Generator Machines, PMSM)的数学模型相似，故而可以借鉴其控制策略来做针对性研究。其中，永磁电机运行于驱动系统中应用最为广泛的控制策略主要有以下两种：矢量控制(Vector Control, VC)与直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)^[29]。

矢量控制也被称作磁场定向控制(Field-Oriented Control, FOC)，由德国学者 F.Blaschke 和 K.Hasse 在 20 世纪 70 年代提出，其基本思想是认为异步电机和直流电机具有相同的转矩产生机理，根据交流电机的动态数学模型，通过坐标变换将交流电机相电流分解成励磁电流 i_d 和转矩电流 i_q ，分别加以控制^[29]。FOC 虽

然在算法实现上较为复杂，但是由于其高效、快速响应等优点，被广泛应用于永磁电机控制系统中。为了应对永磁电机的各种应用场合，研究学者将矢量控制又可细分为 $i_d=0$ 控制^[30]、最大转矩电流比控制^[31]、弱磁控制^[32]等控制策略。其中，基于 $i_d=0$ 的永磁同步电机矢量控制系统基本框图如图 1-11 所示。

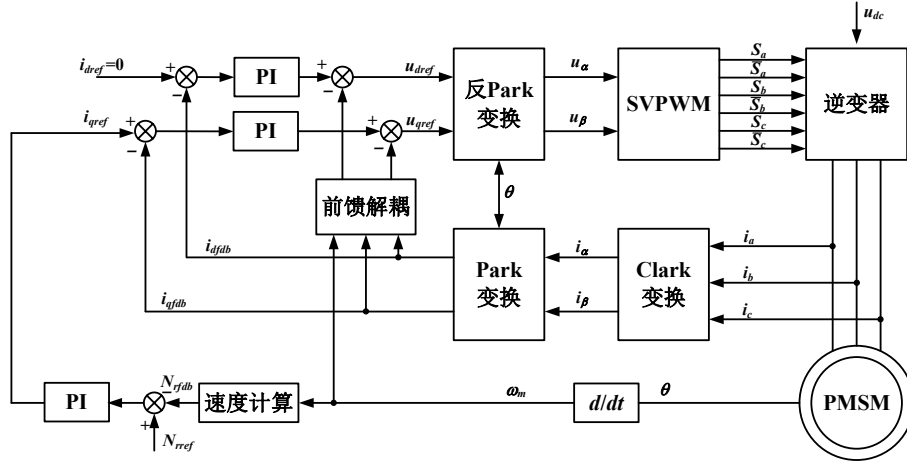


图 1-11 永磁同步电机矢量控制系统基本框图

直接转矩控制策略是德国学者 M.Denpenbrock 和日本学者 I.TaKahashi 在研究异步电机时，从转矩角度出发所提出的^[33]。顾名思义，DTC 不同于矢量控制需要对电流进行坐标变换，而是直接对电机转矩进行控制，利用滞环比较器通过查表法来选择合适的逆变器驱动信号。可以看出 DTC 从某些方面极大的简化了控制系统的复杂程度，缩短了控制环节的时间。但是 DTC 对电机转矩的依赖性强，这使得电机在低速运行时由于转矩脉动的影响，导致控制精度低。

1.2.3 发电系统高性能控制技术研究现状

对于永磁电机 PWM 整流发电系统而言，对其进行高性能控制的前提就是对其建立数学模型，文献[34]建立了 PMG 在 dq 轴坐标上的数学模型，通过坐标变换理论对电机 dq 轴坐标系上的电流进行了解耦处理，大大减弱了控制难度。目前对于永磁电机 PWM 整流发电系统，常用控制策略是电压外环-电流内环的双闭环比例积分(Proportional Integral, PI)控制。但是针对提高发电系统在负载突变时直流母线电压动态性能的问题，PI 控制存在诸多不足。主要原因是 PI 控制中的积分器会持续累计误差值，导致恢复阶段出现超调与振荡现象。当误差变化剧烈时，难以通过调节参数来同步实现低超调和快收敛^{[35][36]}。另外，PI 控制对被控系统参数的依赖性高，一旦被控系统发生参数突变，PI 控制将无法稳定发挥其控制性能，需要实时对控制参数进行调整。

文献[37]对永磁起动发电系统发电控制研究,提出了两级稳压的控制方法。文献[38]通过电机相电流与母线电流的联系,重新建立发电系统的数学模型,提出将直流侧电容的功率设计为系统被控量,将母线电流前馈至环路设计中,有效地抑制直流负载突变对母线电压的影响,但是该方法计算量大。文献[39]针对永磁电机 PWM 整流发电系统提出一种基于负载电流补偿的方法,解决了飞机主电源系统中由于恒功率负载引起稳定性不足的问题。文献[40]提出一种基于电压平方项差值作为外环 PI 控制器输入的稳压控制策略,提高了发电系统直流母线电压的跟随性能和负载变化的鲁棒性。文献[41]研究了不同类型的负载对发电系直流母线电压动态性能的影响,具有一定的研究价值。文献[42]基于变速永磁同步发电机系统提出了一种直接电压控制,取代了发电系统电流内环,使得控制系统结构简单。文献[43]针对双三相永磁同步发电机系统提出了一种基于交轴电流计算与电容储能反馈相结合的稳压控制,具有较好的抗负载扰动能力。

除此之外,一些文献还研究了永磁电机用于驱动系统时的控制策略,如直接功率控制^[44]、预测电流控制^{[45][46]}、以及滑模控制^{[47][48]}等。直接功率控制根据电压矢量表选取最优状态时电压矢量直接调节系统的功率,无需电流内环调节,这种方法可实现快速功率跟随,结构简单,但是对系统参数依赖强^[49]。预测电流控制通过离散时间模型预测下一周期的电流状态,从而减小电流误差,特点是动态响应快,但是计算量大、抗干扰能力弱^[50]。滑模控制通过定义滑模面,使系统状态变量沿滑模面收敛,具有较强的系统鲁棒性,适应能力强,但是由于快速的开关特性会导致控制量出现高频振荡^[51]。

1.3 论文的研究内容及章节安排

永磁发电机与三相电压型 PWM 整流器结合而成的永磁电机 PWM 整流发电系统,凭借其动态响应快,系统效率高以及能量双向流动的优点,在航空高压直流电源系统中具有应用潜力和研究价值。本文针对发电系统在直流侧负载突变时系统动态性能差的问题,将二自由度控制和自抗扰控制分别运用至发电系统的电流环和电压环中,以提高发电系统的跟随性、抗干扰能力和系统鲁棒性。

全文一共包含六章,主要研究内容如下:

第一章:本章探讨了永磁电机 PWM 整流发电系统在航空高压直流电源系统中的应用前景,分析并总结了 PWM 整流器与发电系统控制策略及其高性能发电

控制技术的研究现状，揭示了本文的研究内容及研究意义。

第二章：本章介绍了永磁电机 PWM 整流发电系统的相关知识。首先基于永磁电机 PWM 整流发电系统拓扑分析了其工作原理；接着阐述了永磁电机 PWM 整流发电系统的数学模型，通过引入坐标变换原理，得到了永磁发电机以及 PWM 整流器在 dq 轴坐标系下的数学模型；然后，基于理论分析以及算法实现详细介绍了空间矢量脉宽调制策略；最后，给出了发电系统电压电流双闭环 PI 调节器的参数整定方法，在此基础上搭建了发电系统矢量控制仿真模型，并分析了仿真结果，为后续开展高性能发电控制方法提供了理论依据。

第三章：本章将二自由度控制与永磁电机 PWM 整流发电系统的电流环相结合。首先介绍了内模控制的基本原理及其控制器的设计，并将内模控制的思想引入发电系统的电流环，设计了电流环内模解耦控制器；其次阐述了二自由度控制原理，并将设定值滤波器型二自由度控制与内模控制相结合，设计了电流环基于内模原理的二自由度控制器，通过独立调节两组参数分别控制系统的跟随性能和抗干扰能力；最后开展仿真对比分析，验证电流环二自由度控制的有效性。

第四章：本章将自抗扰控制引入永磁电机 PWM 整流发电系统的电压环。首先从自抗扰控制的组成架构介绍了其基本原理；接着根据发电系统直流侧的功率平衡方程设计了电压环自抗扰控制器；在此基础上分析了非线性 fal 函数，针对其在特征点连续不可导的问题，提出一种改进的非线性 $newfal$ 函数，并对改进之后的非线性函数进行分析；最后，通过搭建仿真模型，对比分析了 PI 控制与传统 ADRC 控制下直流母线电压的动态性能，其次将改进 ADRC 与传统 ADRC 进行对比，得出改进 ADRC 能够进一步提升直流母线电压负载突变时的动态性能。

第五章：本章首先介绍了永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台的构成；接着分别对控制器的硬件部分和软件部分进行了阐述；最后利用所搭建的实验平台在发电系统直流侧负载突变工况下，开展台架测试实验，以此验证本文所提的电流环 TDOF 控制器与电压环改进 ADRC 控制器对直流母线电压控制性能的效果。

第六章：对全文研究内容进行了总结，并讨论了后续研究工作的安排。

第 2 章 永磁电机 PWM 整流发电系统数学模型及矢量控制

本章首先介绍了发电系统直流侧的负载类型，并分析了永磁电机 PWM 整流发电系统的工作原理。然后基于 ABC 自然坐标系与 dq 轴坐标系介绍了永磁发电机的数学模型。接着阐述了 PWM 整流器的工作原理，并在此基础上推导了基于 dq 轴坐标系下 PWM 整流器的数学模型。其次，分析了空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 的基本原理与算法实现，并探讨了发电系统控制环路中 PI 调节器的参数整定。最后，从系统角度出发，分析了永磁电机 PWM 整流发电系统的运行特性，为后续的发电系统高性能发电控制技术研究奠定了理论基础。

2.1 永磁电机 PWM 整流发电系统的数学模型

2.1.1 发电系统拓扑结构建立与分析

永磁电机 PWM 整流发电系统中，发动机作为原动机拖动永磁发电机转动，电机绕组通过电枢反应产生三相电压，经过整流电路得到直流电，在对负载进行供电。根据不同的应用场景，发电系统负载类型可分为三种情况：(1) 输出直流电经过逆变器转化为可控的交流电为三相交流负载供电或并网；(2) 输出直流电经过 DC-DC 变换器进行升压或者降压再给直流负载或储能装置供电；(3) 输出直流电直接为直流负载供电^[52]。

图 2-1 展示了以上发电系统直流侧三种负载类型的结构框图。

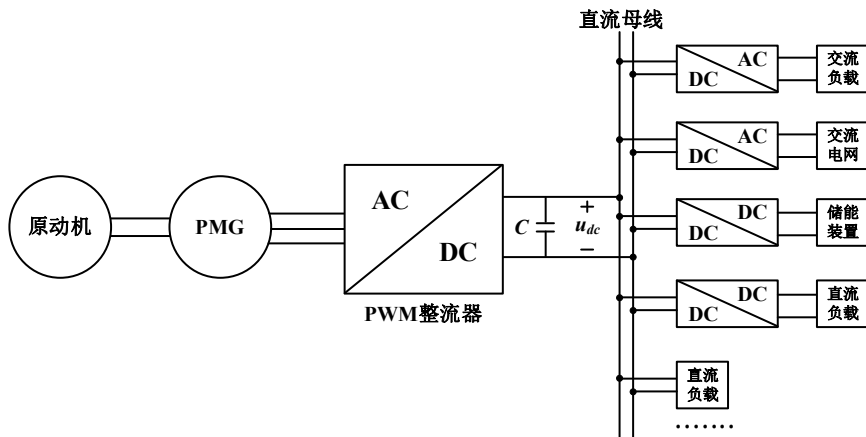


图 2-1 发电系统各类负载电路结构框图

本课题所研究的永磁电机 PWM 整流发电系统原理图如图 2-2 所示。当发电

系统工作时，原动机驱动永磁发电机转动，依据电磁感应定律在电机定子绕组中产生三相电压，该电压经过三相电压型 PWM 整流器整流输出 270V 直流电压，为负载供电。控制系统环路中外环为电压环，内环为电流环。

其中，直流母线电压指令与发电系统母线电压反馈值的偏差量作为电流内环的指令输入。电流指令通过与发电系统反馈电流在 dq 轴坐标下的分量进行做差比较，生成的误差值进入电流环调节器。并且，控制系统采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略。电流环调节器输出电压指令 u_d 、 u_q ，然后通过反 Park 变换得到 u_α 、 u_β 作为输入进入 SVPWM 调制模块，最终输出功率开关器件的驱动信号^{[10][15]}。

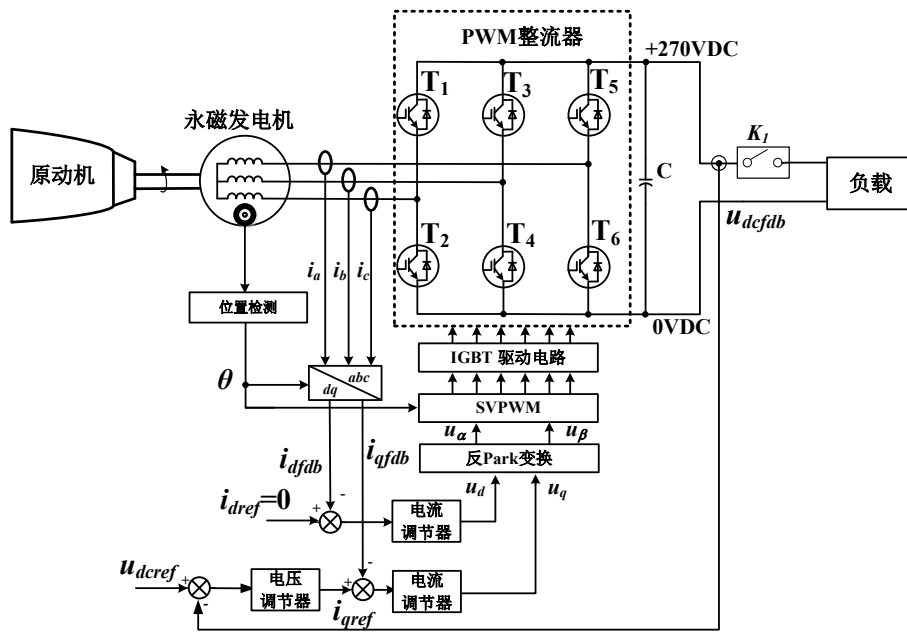


图 2-2 永磁电机 PWM 整流发电系统原理图

2.1.2 永磁发电机的数学模型

PMG 是一个高度耦合且复杂的非线性系统，构建精确的 PMG 数学模型对后期研究电机控制算法至关重要。假设 PMG 工作时处于理想状态，且满足以下要求：(1) 忽略电机铁芯的饱和；(2) 不考虑电机中的涡流和磁滞损耗；(3) 电机相电流为对称的三相正弦波^{[29][53]}。

图 2-3 为 PMG 物理模型简化图，从图中可以看出电机的 ABC 三相在平面上互差 120° 构成了三相静止的自然坐标系，电机绕组电流从 x, y, z 端口流入 a, b, c 端口为正方向，以电机的转子磁场方向建立同步旋转坐标系，并规定电机逆时针转动为正方向。

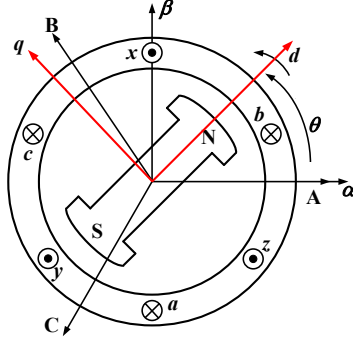


图 2-3 PMG 物理模型简化图

以发电机惯例规定电机电流的方向，可得 PMG 在三相自然坐标系下的数学模型如下：

(1) 电压方程

$$\begin{cases} u_a = d\psi_a / dt - R_s i_a \\ u_b = d\psi_b / dt - R_s i_b \\ u_c = d\psi_c / dt - R_s i_c \end{cases} \quad (2-1)$$

式中， u_a 、 u_b 、 u_c 为电机相电压， ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c 为绕组磁链， i_a 、 i_b 、 i_c 为电机相电流， R_s 为等效相电阻。

(2) 磁链方程

$$\begin{cases} \psi_a = -L_{aa} i_a - M_{ab} i_b - M_{ac} i_c + \psi_{fa} \\ \psi_b = -M_{ba} i_a - L_{bb} i_b - M_{bc} i_c + \psi_{fb} \\ \psi_c = -M_{ca} i_a - M_{cb} i_b - L_{cc} i_c + \psi_{fc} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$\begin{cases} \psi_{fa} = \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_{fb} = \psi_f \cos(\theta_e - 2\pi / 3) \\ \psi_{fc} = \psi_f \cos(\theta_e + 2\pi / 3) \end{cases} \quad (2-3)$$

式中， ψ_{fa} 、 ψ_{fb} 、 ψ_{fc} 为三相定子绕组的永磁体磁链分量，其中 ψ_f 表示幅值， θ_e 为电机电角度， $L_{aa}=L_{bb}=L_{cc}$ 为绕组自感， $M_{ab}=M_{ac}=M_{ba}=M_{bc}=M_{ca}=M_{cb}$ 为绕组互感。

由于 PMG 三相电流之和为零，数学关系式表达如下：

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-4)$$

令等效电感为：

$$L_s = L - M \quad (2-5)$$

式中， L_s 为电机等效电感， L 为等效绕组自感， M 为等效绕组互感。

联合式(2-1)至(2-5)，则电机定子电压方程可表示为：

$$\begin{cases} u_a = -\psi_f \omega_e \sin(\theta_e) - R i_a - L_s \frac{di_a}{dt} \\ u_b = -\psi_f \omega_e \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) - R i_b - L_s \frac{di_b}{dt} \\ u_c = -\psi_f \omega_e \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) - R i_c - L_s \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (2-6)$$

式中, ω_e 为电机角速度。根据电机在自然坐标系下的定子电压方程可以画出其等效电路图, 如图 2-4 所示。由图 2-4 可知, 电机的每相均可等效为反电势项、电阻项和电感项串联构成。

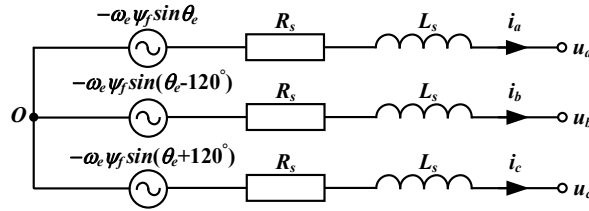


图 2-4 PMG 在 ABC 坐标系下的等效电路图

发电系统使用矢量控制策略时, 可通过坐标变换原理简化 PMG 数学模型。坐标变换原理包括基于 $\alpha\beta$ 轴的静止坐标变换 (Clark 变换) 和基于 dq 轴的同步旋转坐标变换 (Park 变换), 图 2-5 为坐标变换原理图^[29]。

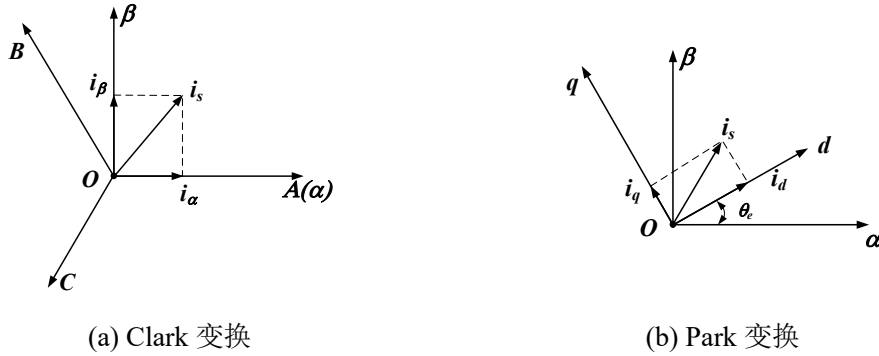


图 2-5 坐标变换原理图

(1) Clark 变换及其逆变换

Clark 变换, 指从 ABC 轴坐标系到 $\alpha\beta$ 轴坐标系的变换。本文采用等幅值变换原则, Clark 变换过程如下式:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

若从 $\alpha\beta$ 轴坐标系变换到 ABC 坐标系，则被称作 Clark 逆变换，其逆变换数学表达式为：

$$\begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

(2) Park 变换及其逆变换

Park 变换，指从 $\alpha\beta$ 轴坐标系到 dq 轴坐标系的变换，其数学表达式为：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

若从 dq 轴坐标系变换到 $\alpha\beta$ 轴坐标系，则被称作 Park 逆变换，其逆变换数学表达式为：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

式中， θ_e 为 α 轴与 d 轴的夹角。

根据式(2-7)至式(2-10)所示的坐标变换原理，可将基于 ABC 轴坐标系下的 PMG 数学模型转化至 dq 轴同步旋转坐标系中，坐标变换后的数学模型如下：

(1) 电压方程

$$\begin{cases} \frac{d\psi_d}{dt} = u_d + \omega_e \psi_q + R_s i_d \\ \frac{d\psi_q}{dt} = u_q - \omega_e \psi_d + R_s i_q \end{cases} \quad (2-11)$$

式中， ψ_d 、 ψ_q 为绕组磁链在 dq 轴坐标系下的分量， u_d 、 u_q 为相电压在 dq 轴坐标系下的分量， i_d 、 i_q 为相电流在 dq 轴坐标系下的分量， ω_e 为电机角速度， R_s 为等效后的定子电阻。

(2) 磁链方程

$$\begin{cases} \psi_d = -L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = -L_q i_q \end{cases} \quad (2-12)$$

式中， L_d 、 L_q 为相电感在 dq 轴坐标系下的分量。

联立式(2-11)与式(2-12)，可得：

$$\begin{cases} u_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_e L_q i_q \\ u_q = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2-13)$$

式(2-13)中， $\omega_e \psi_f$ 为空载反电势项， $-\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f$ 、 $\omega_e L_q i_q$ 为旋转电势项。根据式(2-13)可得 PMG 在 dq 轴坐标系下的等效电路图，如图 2-6 所示。

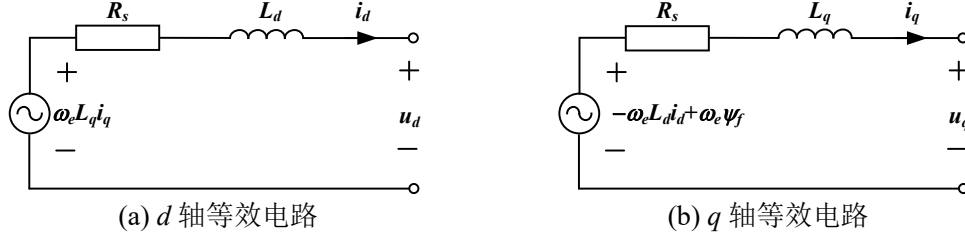


图 2-6 PMG 在 dq 轴坐标系下的等效电路图

(3) 电磁转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_n i_q [(L_q - L_d) i_d + \psi_f] \quad (2-14)$$

式中， T_e 为电机的电磁转矩， p_n 为电机的极对数。

2.1.3 三相 PWM 整流器的数学模型

在永磁电机 PWM 整流发电系统中，PMG 可等效为由电机反电势项、电机相电感和等效定子电阻串联的三相电压源^[10]，其主电路拓扑图如图 2-7 所示。

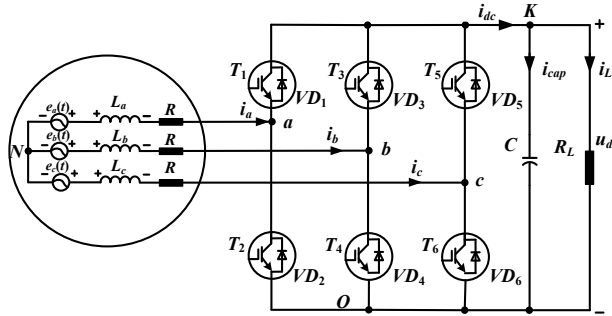


图 2-7 永磁电机 PWM 整流发电系统主电路拓扑结构图

图 2-7 中 $e_a(t)$ 、 $e_b(t)$ 、 $e_c(t)$ 为电机的空载反电势， C 为直流侧母线电容， R_L 为负载电阻， u_{dc} 为直流侧母线电压， i_{cap} 为经过电容的电流， i_{dc} 为整流器直流侧的总电流， i_L 为负载电流， $T_1 \sim T_6$ 为功率开关器件， $VD_1 \sim VD_6$ 为反并联二极管， i_a 、 i_b 、 i_c 为相电流， R_s 为定子等效电阻。

根据基尔霍夫电压定律，可得发电系统主回路在 ABC 轴坐标系下电压方程的表达式为：

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a = e_a - (u_{aO} + u_{ON}) \\ L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b = e_b - (u_{bO} + u_{ON}) \\ L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c = e_c - (u_{cO} + u_{ON}) \end{cases} \quad (2-15)$$

式中, u_{aO} 、 u_{bO} 、 u_{cO} 为 PMG 与 PWM 整流器桥臂连接点 a 、 b 、 c 到接地点 O 点间的电压, u_{ON} 为接地点 O 点到 PMG 中性点 N 间的电压。

假设 PWM 整流器的 6 个开关器件都是理想器件, 每相桥臂均有两种通断状态, 并且根据 PWM 整流器的开关特性, 可以引入开关函数 s_k :

$$s_k = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (2-16)$$

式中, $s_k=1$ 时表示 PWM 整流器上桥臂打开下桥臂关断, 相反 $s_k=0$ 表示上桥臂关断下桥臂打开。

结合开关函数 s_k 后, PWM 整流器的三相电压方程可改写为:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a = e_a - (s_a u_{dc} + u_{ON}) \\ L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b = e_b - (s_b u_{dc} + u_{ON}) \\ L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c = e_c - (s_c u_{dc} + u_{ON}) \end{cases} \quad (2-17)$$

由于 PWM 整流器为三相对称系统, 满足以下条件:

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2-18)$$

联立式(2-17)与式(2-18)可得:

$$u_{ON} = -\frac{u_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k \quad (2-19)$$

直流侧电流 i_{dc} 可以表示为:

$$i_{dc} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c \quad (2-20)$$

由基尔霍夫电流定律可知图 2-7 中节点 K 的电流方程表示为:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c - \frac{u_{dc}}{R_L} \quad (2-21)$$

联立式(2-15)~式(2-21)可得基于开关函数 s_k 的 PWM 整流器数学模型为:

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} i_k s_k - i_L \\ L \frac{di_k}{dt} + R_s i_k = e_k - u_{dc} (s_k - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} s_j) \\ \sum_{k=a,b,c} e_k = \sum_{k=a,b,c} i_k = 0 \end{cases} \quad (2-22)$$

根据坐标变换原理, 可得基于 dq 轴坐标系下 PWM 整流器的数学模型为:

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d s_d + i_q s_q) - i_L \\ L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_e L_q i_q = e_d - u_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_e L_d i_d = e_q - u_q \end{cases} \quad (2-23)$$

由于本文采用的矢量控制策略, PWM 整流器数学模型中的耦合项 e_d 和 e_q 可以表示为:

$$\begin{cases} e_d = 0 \\ e_q = \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2-24)$$

式中, e_d 、 e_q 分别为电机空载反电势在 dq 轴坐标系下的分量。

联合式(2-23)与式(2-24), 可得:

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d s_d + i_q s_q) - i_L \\ L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_e L_q i_q = -u_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f = -u_q \end{cases} \quad (2-25)$$

2.2 空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略

2.2.1 SVPWM 理论分析

SVPWM 调制策略是针对交流感应电机控制系统中逆变器的一种特殊开关触发顺序和脉宽大小的组合, 这种开关触发顺序和组合可在定子线圈中产生三相互差 120° 电角度、失真较小的正弦波电流波形^[54]。SVPWM 与正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 策略相比, SVPWM 的优势为: (1) 谐波抑制性能比 SPWM 好, 运算复杂度低, 可提高电压利用率; (2) 算法工程化优

势高，适合于数字化控制系统^{[53][54]}。

SVPWM 的核心思想是利用空间电压矢量生成的圆形轨迹来实现对三相正弦电压的追踪。例如，空间中存在幅值与角频率为 U_m 和 ω 的三相正弦电压，其在 t 时刻的瞬时值可以表示为：

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos \omega t \\ u_b = U_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_c = U_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2-26)$$

式中， U_m 为相电压的幅值， ω 为相电压的角频率。

图 2-8 所示的复平面为三相电压在空间上等效而成。其中，实轴 R_e 与 A 相电压向量重合，并且虚轴 I_m 逆时针超前实轴 R_e 呈 90° 的夹角，定义电压矢量 $\vec{U}_{out}$ 为相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 的合成矢量，其数学表达式为：

$$\vec{U}_{out} = \frac{2}{3}(u_a + u_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + u_c e^{-j\frac{2}{3}\pi}) = U_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (2-27)$$

根据开关函数的定义，对于 PWM 整流器不同的工作状态，可以得到 8 个基本电压矢量，其两者之间对应的关系如表 2-1 所示。

表 2-1 开关模式与电压的关系^[54]

a	b	c	V_{aO}	V_{bO}	V_{cO}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	$\vec{U}_{out}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	0	$-U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

将表 2-1 中的 8 种电压矢量映射至如图 2-8 所示的复平面，可得到如图 2-9 所示的空间电压矢量合成框图^[55]。

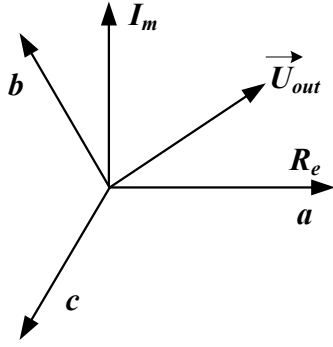


图 2-8 电压空间矢量

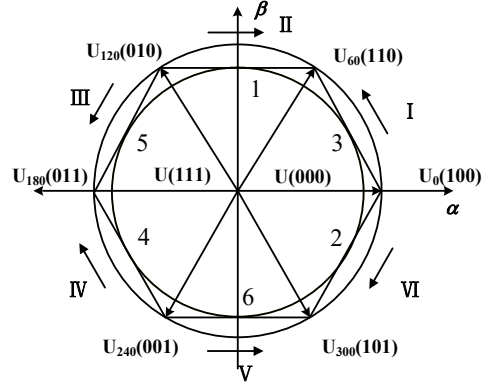


图 2-9 空间电压矢量合成框图

2.2.2 SVPWM 算法实现

SVPWM 调制通过实时判定参考电压矢量所在扇区，结合伏秒平衡方程计算相邻非零矢量与零矢量的作用时间，生成对称的开关信号，最终与载波比较输出 PWM 整流器的驱动信号，实现目标电压矢量的精确合成^[56]。SVPWM 算法的具体步骤实现如下所示：

(1) 电压矢量扇区位置的判定

用 u_α 和 u_β 表示电压矢量 $\vec{U}_{out}$ 在 $\alpha\beta$ 坐标系上的分量，通过添加变量 U_1 、 U_2 、 U_3 ，可得到如下数学关系式：

$$\begin{cases} U_1 = u_\beta \\ U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - u_\beta \\ U_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (2-28)$$

通过在式(2-28)中引入变量 A 、 B 、 C ，经分析可得以下规律：

- (1) 若 $U_1 > 0$ ，则 $A=1$ ，否则 $A=0$ ；
- (2) 若 $U_2 > 0$ ，则 $B=1$ ，否则 $B=0$ ；
- (3) 若 $U_3 > 0$ ，则 $C=1$ ，否则 $C=0$ ^[54]。

再通过定义变量 N ， N 的数值根据 $4C+2B+A$ 计算而来，则变量 N 与扇区的关系如表 2-2 所示。

 表 2-2 变量 N 与扇区的关系^[54]

N	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

(2) 电压矢量作用时间的计算

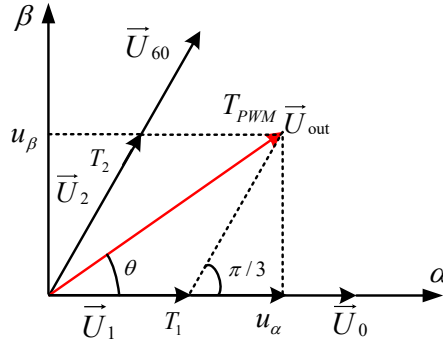


图 2-10 第 I 扇区内电压矢量合成示意图

图 2-10 为第 I 扇区内电压矢量合成示意图，定义 T_1 与 T_2 为电压矢量投影在 $\alpha\beta$ 静止坐标系上非零矢量的时间， T_{PWM} 为开关周期， T_0 为零矢量的作用时间。根据图 2-10 可以得出如下数学关系式：

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{T_1}{T_{PWM}}|U_0| + \frac{T_2}{T_{PWM}}|U_{60}|\cos\frac{\pi}{3} \\ u_\beta = \frac{T_2}{T_{PWM}}|U_{60}|\sin\frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2-29)$$

式(2-29)可以转化为：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}T_{PWM}}{2U_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}T_{PWM}}{U_{dc}}u_\beta \end{cases} \quad (2-30)$$

可通过定义时间变量 X 、 Y 、 Z ，继而推导出电压矢量在其他扇区内的作用时间，时间变量 X 、 Y 、 Z 的数学关系式如下：

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_{PWM}u_\beta}{U_{dc}} \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_{PWM}}{U_{dc}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + u_\beta\right) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_{PWM}}{U_{dc}}\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + u_\beta\right) \end{cases} \quad (2-31)$$

电压矢量在扇区内的作用时间 T_1 、 T_2 、 T_0 与时间变量 X 、 Y 、 Z 之间的关系如表 2-3 所示。如果出现 $T_1+T_2>T_{PWM}$ 的现象，则必须进行过调制处理，令：

$$\begin{cases} T_m = \frac{T_1}{T_1 + T_2}T_{PWM} \\ T_n = \frac{T_2}{T_1 + T_2}T_{PWM} \end{cases} \quad (2-32)$$

式中, T_m 与 T_n 表示为 T_1 和 T_2 调整后的作用时间。

表 2-3 各扇区 T_1 、 T_2 、 T_0 作用时间^[54]

扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_1	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
T_2	X	Y	$-Y$	Z	$-Z$	$-X$
T_0	$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2$					

(3) 电压矢量切换点的确定

定义 T_a 、 T_b 、 T_c , 且电压矢量作用时间满足下式:

$$\begin{cases} T_a = (T_{PWM} - T_1 - T_2) / 4 \\ T_b = T_a + T_1 / 2 \\ T_c = T_b + T_2 / 2 \end{cases} \quad (2-33)$$

令 T_{cmp1} 、 T_{cmp2} 、 T_{cmp3} 表示开关时间切换点, 与各扇区的关系如表 2-4 所示。

表 2-4 各扇区时间与切换点的关系^[54]

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

基于上述分析, 可得基于 SVPWM 调制策略下的扇区 I 内三相 PWM 信号波形如图 2-11 所示。

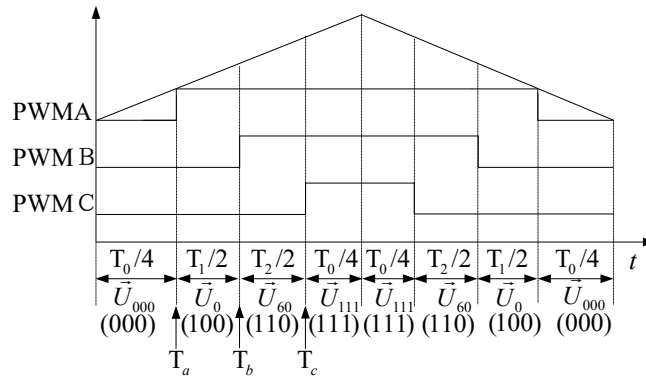


图 2-11 扇区 I 内三相 PWM 调制方式

2.3 永磁电机 PWM 整流发电系统矢量控制

2.3.1 发电系统控制原理

图 2-12(a)与图 2-12(b)分别给出了永磁电机运行于电动与发电两种不同工作状态下的矢量图, 其中 d 轴与电机转子磁场方向相同。从图 2-12(a)可以看出电机运行于电动状态时, 其电流合成矢量 i_s 位于矢量图的第二象限, 且 i_s 在 dq 轴坐标系上的分量分别为 q 轴的正半轴与 d 轴的负半轴。图 2-12(b)可以看出处于

发电状态时，电机的电流合成矢量位于矢量图的第四象限，且 i_s 在 dq 轴坐标系上的分量分别为 q 轴的负半轴与 d 轴的负半轴。

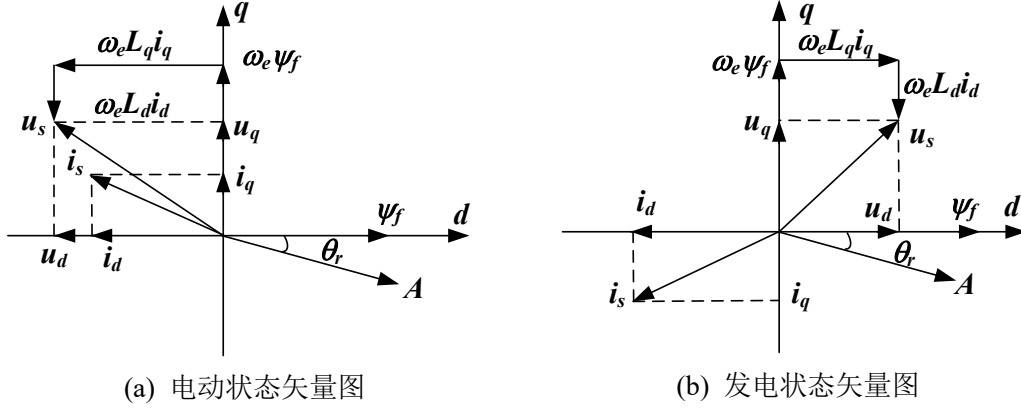


图 2-12 永磁电机工作状态矢量图

通过上述分析可知，无论永磁电机工作在电动状态还是发电状态， dq 轴坐标系下电流的合成矢量 i_s 总是关于 d 轴呈现对称特性。针对这一特性，永磁电机发电工况时的控制架构可借鉴电动状态的控制策略，其核心操作就是对 q 轴电流进行取反处理，从而完成对电机发电状态时的实时控制。

2.3.2 控制系统传递函数分析

(1) 电流内环 PI 调节器

在设计电流环 PI 调节器时，由于 d 轴电流环与 q 轴电流环的相似性，大多数讨论 q 轴电流环的设计即可。图 2-13 为 q 轴电流环结构框图，主要由电流采样环节、PI 调节器、PWM 整流器和 PMG 组成^[10]。

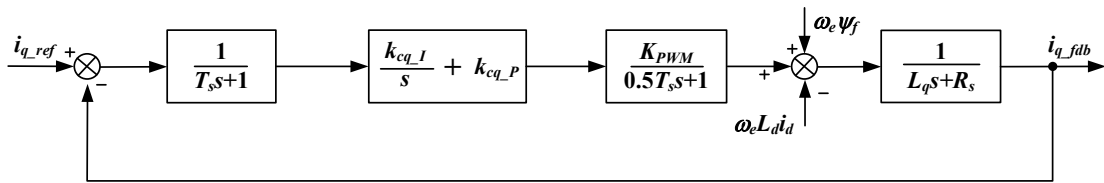


图 2-13 q 轴电流环 PI 控制结构框图

图 2-13 中， T_s 为电流采样周期， k_{cq_P} 和 k_{cq_I} 分别为 PI 调节器的比例、积分参数， K_{PWM} 为 PWM 整流器的等效增益，其表达式为：

$$K_{PWM} = u_{dc} / U_m \quad (2-34)$$

式中， u_{dc} 为发电系统直流母线电压， U_m 为 PWM 载波峰值。

将 PI 调节器的传递函数写成便于分析的零极点形式，其数学关系式如下：

$$\frac{k_{cq_I}}{s} + k_{cq_P} = k_{cq_P} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad k_{cq_I} = \frac{k_{cq_P}}{\tau_i} \quad (2-35)$$

同时不考虑耦合项的干扰,可到简化的 q 轴电流环结构框图如图 2-14 所示:

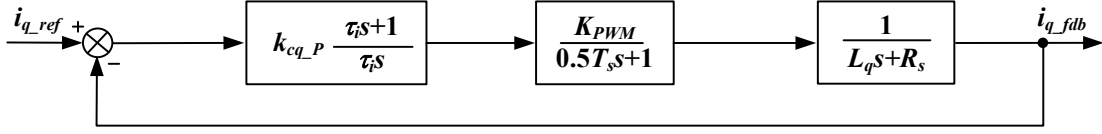


图 2-14 简化的 q 轴电流环结构框图

通过分析可知, q 轴电流环的设计可采用典型的 I 型系统形式, 合理的设计 PI 调节器的零点, 可消除 PMG 模型中极点的影响。当设计时间常数 $\tau_i = L/R_s$ 时, 可得此时 q 轴电流环的开环传递函数 $G_{oi}(s)$ 的表达式为:

$$G_{oi}(s) = \frac{k_{cq_P} K_{PWM}}{R\tau_i (1.5T_s s + 1)s} \quad (2-36)$$

根据式(2-36)可得 q 轴电流环闭环传递函数 $G_{ci}(s)$ 的表达式为:

$$G_{ci}(s) = \frac{\frac{k_{cq_P} K_{PWM}}{1.5T_s R\tau_i}}{s^2 + \frac{1}{1.5T_s}s + \frac{k_{cq_P} K_{PWM}}{1.5T_s R\tau_i}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2-37)$$

根据式(2-37), 可以得出:

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{1.5T_s} \quad (2-38)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{cq_P} K_{PWM}}{1.5T_s R\tau_i} \quad (2-39)$$

根据典型 I 型系统的参数整定设计准则, 本文取阻尼比系数为 $\xi=0.707$, 通过式(2-38)与式(2-39)可如下数学关系式:

$$2 * 0.707 \cdot \sqrt{\frac{k_{cq_P} K_{PWM}}{1.5T_s R\tau_i}} = \frac{1}{1.5T_s} \quad (2-40)$$

将式(2-35)代入式(2-40), 求解得:

$$k_{cq_P} = \frac{R\tau_i}{3T_s K_{PWM}} = \frac{L}{3T_s K_{PWM}} \quad (2-41)$$

$$k_{cq_I} = \frac{k_{cq_P}}{\tau_i} = \frac{R_s}{3T_s K_{PWM}} \quad (2-42)$$

联立式(2-37)至式(2-39)可以看出, 当开关周期 T_s 足够小时, s 的高阶次项可忽略不计, 即不考虑式(2-37)中的 s^2 项对系统的影响, 则 $G_{ci}(s)$ 可降阶简化为:

$$G_{ci}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{k_{cq_P}K_{PWM}}s} \quad (2-43)$$

结合式(2-35)至(2-43)，可得 q 轴电流环闭环传递函数的简化形式为：

$$G_{ci}(s) = \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (2-44)$$

(2) 电压外环 PI 调节器

简化 PWM 整流器的电压电流平衡方程，可得直流侧电流的方程为^{[10][57]}：

$$i_{dc} = 0.75mI_m \cos \theta \quad (2-45)$$

式(2-45)中， i_{dc} 为一个 PWM 周期内的平均直流电流， m 为调制深度，且 SVPWM 用于 PWM 整流器时， m 的最大值为 1.15^[57]， $\cos \theta$ 为永磁发电机的功率因数， I_m 为电机相电流的峰值。发电系统电压外环结构框图如图 2-15 所示。

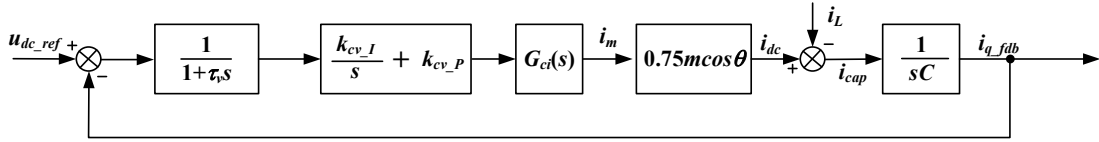


图 2-15 电压外环 PI 控制结构框图

图 2-15 中， τ_v 为采样环节的时间常数， k_{cv_P} 、 k_{cv_I} 为电压环 PI 调节器的比例、积分参数， $G_{ci}(s)$ 为电流内环闭环传递函数， $0.75m\cos\theta$ 为含有时变增益环节，其峰值增益为 0.8625，为了简化电压环 PI 调节器的设计，后续推导过程中用最大值来代替^[10]。

从式(2-44)可知，简化后的 q 轴电流内环闭环传递函数的等效时间常数为 $3T_s$ ，可将其与电压外环时间常数 τ_v 整合在一起，即 $T_{ev} = \tau_v + 3T_s$ 。将电压环 PI 调节器的传递函数写成便于分析的零极点形式，即：

$$\frac{k_{cv_I}}{s} + k_{cv_P} = k_{cv_P} \frac{T_v s + 1}{T_v s} \quad k_{cv_I} = \frac{k_{cv_P}}{T_v} \quad (2-46)$$

忽略直流侧负载电流 i_L 对直流母线电压的干扰，则可将图 2-15 所示的电压外环 PI 控制结构框图简化为如图 2-16 所示。

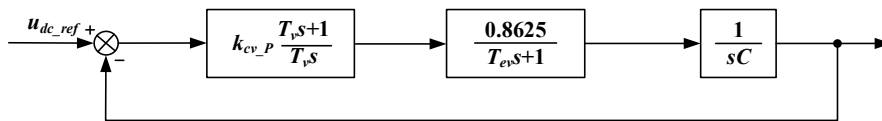


图 2-16 简化的电压外环结构框图

从图 2-16 中可得电压外环的开环传递函数为：

$$G_{cv}(s) = \frac{0.8625k_{cv_P}(T_v s + 1)}{CT_v s^2 (T_{ev} s + 1)} \quad (2-47)$$

根据典型 II 型系统参数设计准则可得：

$$\frac{0.8625k_{cv_P}}{CT_v} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 T_{ev}^2} \quad (2-48)$$

其中电压外环的中频带宽定义为 $h_v = T_v / T_{ev}$ ，且工程上一般取 $h_v = 5$ 。根据典型 II 型系统控制的参数整定关系，得电压环 PI 调节器的参数近似为：

$$\begin{cases} k_{cv_P} = \frac{7C}{10(\tau_v + 3T_s)} \\ k_{cv_I} = \frac{7C}{50(\tau_v + 3T_s)^2} \end{cases} \quad (2-49)$$

2.3.3 仿真建模及分析

根据上述介绍，搭建永磁电机 PWM 整流发电系统矢量控制仿真模型，并对其仿真结果进行分析，仿真模型如图 2-17 所示。发电系统采用 $i_d=0$ 的控制策略，根据 2.3.2 节中参数整定的计算公式分别设计出电压环与电流环 PI 调节器的比例、积分参数，表 2-5 为永磁发电机参数。

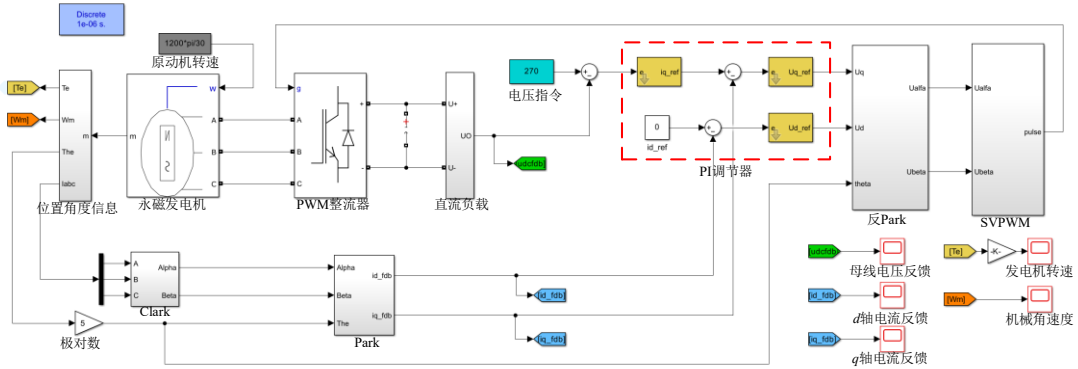


图 2-17 永磁电机 PWM 整流发电系统矢量控制仿真模型

表 2-5 永磁发电机参数

电机参数	数值	电机参数	数值
定子电阻 R/Ω	0.013	磁链 ψ_f/Wb	0.1192
极对数 P_n	5	额定转速 $N_r/(\text{r/min})$	1200
交轴电感 $L_d/\mu\text{H}$	437	直流母线电压 u_{dc}/V	270
直轴电感 $L_q/\mu\text{H}$	623	额定功率 P/kW	10

在仿真模型中，原动机电机转速设置为 1200rpm，其带动发电机输出的三相交流电压经过 PWM 整流器稳压后向直流负载提供直流母线电压。母线电压的指

令值设为 270V，SVPWM 的开关频率设置为 10kHz，仿真步长设置为 1e-6s，母线电容为 1000 μ F，其初始电压值设置为 270V，模拟 PWM 整流器完成建压状态。直流负载子系统模型如图 2-18 所示，通过开关信号控制晶闸管的开通与关断来实现直流侧负载的突加/卸状态。

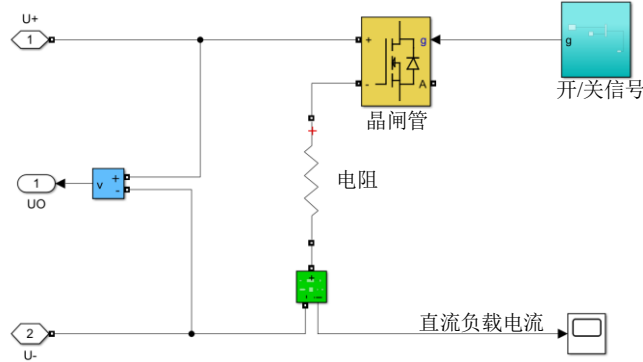


图 2-18 直流负载子系统模型

图 2-19 为发电系统突加 5kW 负载时的仿真波形，在 0.2s 的时候，直流侧输出端接入直流负载。图 2-19(a)为母线电压波形，可以看出在加载时母线电压跌落 28V 左右，经过 0.05s 后重新回到 270V 稳态值；图 2-19(b)为 A 相电流，在 0.2s 时，由于负载的添加，电机产生电流；图 2-19(c)为电机转矩波形，可知电机工作在发电状态，故而产生负转矩；图 2-19(d)为三相电流坐标变换得来的 d 轴电流波形，在突加负载时跌落 22A 左右，稳态时 d 轴电流的误差在 ± 3 A 左右，负载突卸时， d 轴电流超调量约为 24A。

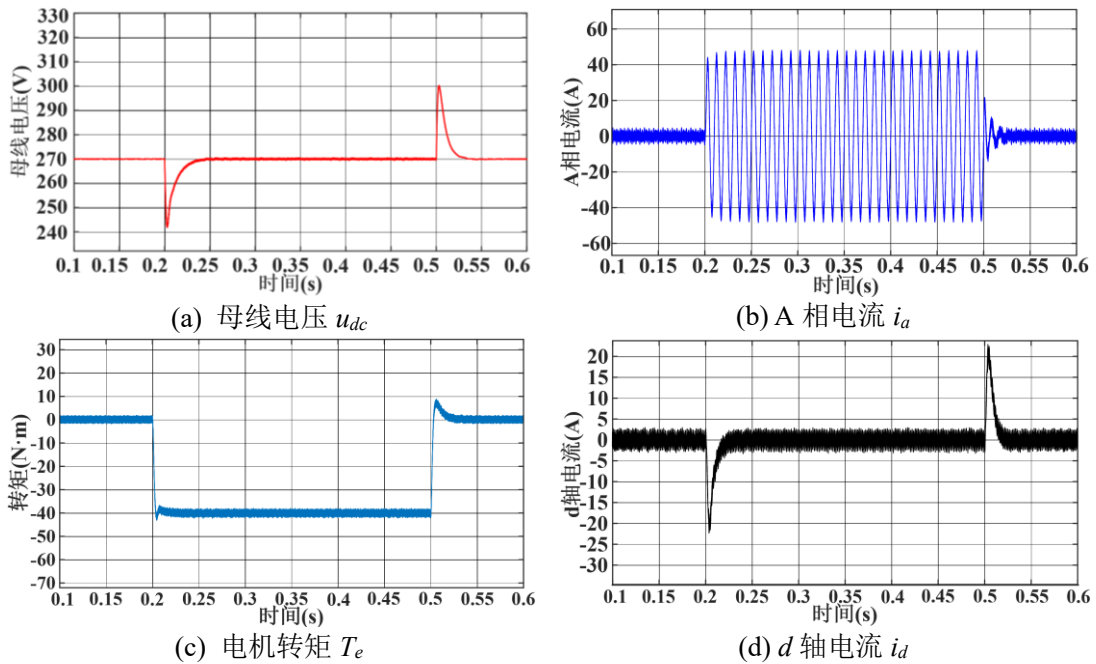


图 2-19 发电系统突加/卸 5kW 负载时的仿真波形

2.4 永磁电机 PWM 整流发电系统的运行特性分析

永磁电机 PWM 整流发电系统由 PMG 与 PWM 整流器构成，可分别从电机与 PWM 整流器直流侧输出端两部分同时考虑发电系统运行时的性能。

(1) 电机端电压和电磁功率的关系

式(2-13)给出了 dq 轴坐标系下 PMG 的电压方程，当电机稳定运转时，可以忽略其中电阻和电感上的压降，则式(2-13)可以转化为如下数学表达式：

$$\begin{cases} u_d = \omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e \psi_f - \omega_e L_d i_d \end{cases} \quad (2-50)$$

令 u_s 为电机三相电压在 dq 轴坐标系上分量的合成矢量， U_s 为合成矢量的幅值，其数学关系可以表示如下：

$$\begin{cases} u_s = u_d + j u_q \\ U_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \end{cases} \quad (2-51)$$

将式(2-50)代入式(2-51)中可以得到：

$$U_s = \omega_e \sqrt{(-L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2} \quad (2-52)$$

若采用等幅值坐标变换，PMG 相电压的幅值等于 U_s 。由图 2-7 可知电机相电压的最大值与直流侧输出电压 u_{dc} 相等，则 U_s 与 u_{dc} 之间的关系为：

$$U_s = k u_{dc} / \sqrt{3} \quad (2-53)$$

式(2-53)中，系数 k 为小于或等于 1 的常数。此外，从式(2-52)可以看出 U_s 的数值取决于电机参数的大小，同时 U_s 还将受直流母线电压 u_{dc} 的限制。

由上文可知，PMG 的转矩方程如式(2-14)所示，同时本文使用 $i_d=0$ 控制策略，则电机的转矩方程可以重新定义为：

$$T_e = 1.5 P_n i_q \psi_f \quad (2-54)$$

根据式(2-54)，PMG 电磁功率 P_{em} 的数学表达式为：

$$P_{em} = T_e \omega_m = 1.5 \psi_f i_q \omega_e = 1.5 e_0 i_q \quad (2-55)$$

式中， ω_m 为电机的机械角速度， $e_0 = \omega_e \psi_f$ 为电机空载反电势的幅值。

由式(2-55)可知，当 PMG 转速稳定时，电机的机械角速度不变，并且电机的磁链值几乎为一常数。此时可以通过调节交轴电流 i_q 值的大小，进而控制电机的电磁功率。等幅值变换下，交轴电流 i_q 的数值为电机相电流的幅值，数学关系式

可以表示为:

$$\begin{cases} i_q = \sqrt{2}I_l \\ e_0 = \sqrt{2}E_0 \end{cases} \quad (2-56)$$

式中, I_l 为相电流的有效值, E_0 为电机空载反电势的有效值。

联立式(2-50)至式(2-57)可得 PMG 端电压与电机电磁转矩的关系为:

$$U_1 = \sqrt{E_0^2 + \left(\frac{\omega_e L_q P_{em}}{3E_0}\right)^2} \quad (2-57)$$

式中, U_1 为电机端电压的有效值。

(2) 永磁电机 PWM 整流发电系统交流侧和直流侧电流之间的关系

由于发电系统使用 $i_d=0$ 的控制策略, 忽略 PWM 整流器运行时的工作损耗, 可得直流侧负载功率与交流侧输入功率之间的关系为:

$$u_{dc}i_{dc} = 3E_0I_l \quad (2-58)$$

$$I_l = \frac{u_{dc}}{3E_0}i_{dc} \quad (2-59)$$

式中, i_{dc} 为负载电流, 可看出相电流的有效值 I_l 与负载电流 i_{dc} 呈线性关系。

(3) 电机输出功率特性分析

若不考虑电机内部的电磁感应的影响, 则电机输出功率可表示为:

$$P = P_{em} - P_{cu} = 3E_0I_l - 3I_l^2R \quad (2-60)$$

式中, P_{cu} 为电机绕组上的铜耗。

(4) 电机输出功率因数特性

发电系统使用 $i_d=0$ 的控制策略时, 其功率因数的关系式可表示如下:

$$\cos\varphi = \frac{E_0}{U_1} = \frac{E_0}{\sqrt{E_0^2 + (\omega_e L_q I_l)^2}} \quad (2-61)$$

式中, φ 为功率因数角。

将式(2-58)代入式(2-61)可得到发电系统功率因数和电机电磁功率的联系为:

$$\cos\varphi = \frac{E_0}{U_1} = \frac{E_0^2}{\sqrt{E_0^4 + \frac{(P_{em}\omega_e L_q)^2}{9}}} \quad (2-62)$$

从式(2-62)可以看出, 当电机处于空载状态时, 此时电机的电磁功率为 0, 则发电系统功率因数 φ 为 1。并且, 电机加载后随着电磁功率的增加, 可以看出发

电系统功率因数 ϕ 在逐渐减小。

2.5 本章小结

本章围绕永磁电机 PWM 整流发电系统数学模型及矢量控制展开分析,首先介绍了发电系统的负载类型并分析其发电运行的工作原理,探讨了发电系统在 dq 轴坐标系下的数学模型,介绍了空间矢量脉宽调制策略的基本原理与算法实现过程,并给出了发电系统电压环和电流环 PI 调节器的参数整定方法。然后搭建了发电系统基于 $i_d=0$ 的矢量控制策略仿真模型,仿真验证了所建模型的正确性。最后,从永磁发电机和 PWM 整流器两部分分析了发电系统的运行特性,为后续研究工作奠定了理论基础。

第 3 章 基于二自由度的发电系统电流环控制策略

PI 调节器易受系统参数和外部扰动的影响,在永磁电机 PWM 整流发电系统负载变化时,导致 PI 调节器的控制效果不佳。为了提高负载变化时直流母线电压的动态性能,本章首先针对发电系统电流环存在交叉耦合的现象,提出一种基于内模控制(Internal Model Control, IMC)的电流环解耦控制器,实现其动态解耦。其次针对内模解耦控制调节参数单一的问题,提出一种基于 IMC 原理设计的电流环二自由度(Two Degree of Freedom, TDOF)控制器,提高了发电系统直流母线电压的跟随性能和抗干扰性能。

3.1 电流环内模解耦控制

3.1.1 内模控制原理

电流环二自由度控制器的设计是基于内模控制原理的。内模控制具有系统鲁棒性强、计算效率高和结构简单等优点,同时内模控制可以直观地解释控制器设计时的物理含义^{[58][59]},其结构框图如图 3-1 所示。

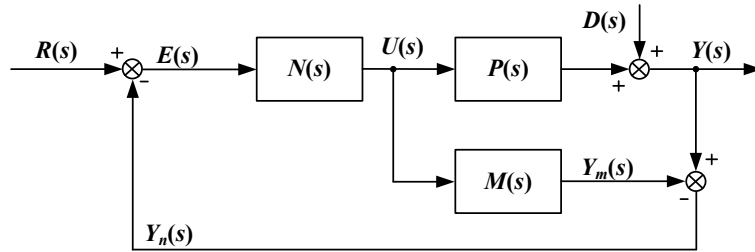


图 3-1 内模控制结构框图

图 3-1 中, $R(s)$ 为系统输入, $P(s)$ 为被控对象模型, $D(s)$ 为扰动输入, $Y(s)$ 为系统输出, $N(s)$ 为内模控制器, $U(s)$ 为 $N(s)$ 的输出, $M(s)$ 为 $P(s)$ 的参考模型, $Y_m(s)$ 为 $M(s)$ 的输出, $Y_n(s)$ 为 $Y(s)$ 与 $Y_m(s)$ 的差值, $E(s)$ 为 $N(s)$ 的误差输入。

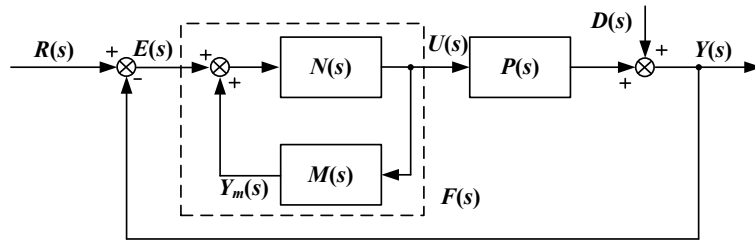


图 3-2 等效内模控制结构框图

图 3-1 所示的内模控制结构等效后如图 3-2 所示,其中 $F(s)$ 为等效后的内模

控制器。根据图 3-2 所示等效内模控制器 $F(s)$ 的结构，可以得到其传递函数为：

$$F(s) = \frac{N(s)}{1 - N(s)M(s)} \quad (3-1)$$

同时，图 3-2 中系统的输入 $R(s)$ 、扰动 $D(s)$ 与输出 $Y(s)$ 之间的数学关系可以表示为：

$$Y(s) = \frac{P(s)F(s)}{1 + P(s)F(s)} R(s) + \frac{D(s)}{1 + P(s)F(s)} \quad (3-2)$$

将式(3-1)代入式(3-2)可得：

$$Y(s) = \frac{P(s)N(s)}{1 + N(s)[P(s) - M(s)]} R(s) + \frac{1 - P(s)N(s)}{1 + N(s)[P(s) - M(s)]} D(s) \quad (3-3)$$

假设系统的外部扰动 $D(s)$ 不存在，并且被控对象的参考模型 $M(s)$ 建立是准确的，即 $D(s)=0$ ， $M(s)=P(s)$ 。此时，系统输出可表示为：

$$Y(s) = P(s)N(s)R(s) \quad (3-4)$$

通过观察式(3-4)，可以看出控制系统的最终输出与内部模型的输出相同，说明内模控制系统由闭环控制系统变成开环控制系统。在此基础上，如果使 $N(s)=M(s)^{-1}$ ，则 $Y(s)=R(s)$ ，这时内模控制呈现理想状态，系统将不会受外部扰动的影响。并且，此时内模控制器的控制参数无需进行参数整定，可直接通过控制对象 $P(s)$ 求得。然而，这种方法难以实现，因为它需要纯微分器^[60]。

为了实现理想情况下的内模控制器，并减少由于模型误差带来的影响，内模控制器 $N(s)$ 的设计可以从两方面考虑^[61]。

首先，暂不考虑控制系统的鲁棒性，将参考模型 $M(s)$ 看成两部分，如下所示：

$$M(s) = M_-(s) \cdot M_+(s) \quad (3-5)$$

式(3-5)中， $M_-(s)$ 为 $M(s)$ 的最小相位部分， $M_+(s)$ 为 $M(s)$ 中含有滞后和不稳定零点部分。若存在 $M(s)$ 为最小相位系统，则 $M_+(s)$ 等于 1。如果 $M(s)$ 不是最小相位系统，就需注意 $M(s)$ 中的滞后和不稳定零点部分^{[62][63]}。

其次，在设计内模控制器 $N(s)$ 时，可以在最小相位部分 $M_-(s)$ 中加入低通滤波器 $f(s)$ ，对应内模控制器 $N(s)$ 的数学表达式如下：

$$N(s) = M_-(s)^{-1} \cdot f(s) \quad (3-6)$$

将式(3-6)代入式(3-4)中，得到：

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = f(s) \quad (3-7)$$

从式(3-7)中可以看出 $f(s)$ 的参数和系统性能直接相关，可以通过调整其控制参数来控制系统的稳定性和鲁棒性。本文中所使用低通滤波器 $f(s)$ 的形式为：

$$f(s) = \frac{1}{(Ts+1)^n} \quad (3-8)$$

式(3-8)中，参数 T 为可调的低通滤波器时间常数，其选取与系统的响应速度有关；参数 n 为传递函数分母的阶次，其保证 $f(s)$ 的分子多项式比分母多项式的阶次之差小于或等于零。可以看出 $f(s)$ 的参数设计和系统性能直接相关，可通过选择滤波器的结构与参数整定来调节系统的动态性能。

如若参考模型 $M(s)$ 建立不准确，即 $M(s)$ 与 $P(s)$ 之间存在偏差，则根据图 3-2 可以求得系统在不同输入情况下的稳态误差，其传递函数表示为：

$$E_R(s) = \frac{1 - M(s)N(s)}{1 + N(s)[P(s) - M(s)]} R(s) \quad (3-9)$$

$$E_D(s) = \frac{M(s)N(s) - 1}{1 + N(s)[P(s) - M(s)]} D(s) \quad (3-10)$$

式(3-9)与式(3-10)中， $E_R(s)$ 和 $E_D(s)$ 分别为系统只考虑系统输入 $R(s)$ 或扰动输入 $D(s)$ 的稳态误差。

并且，通过联立式(3-4)和(3-6)可得 $M(0)N(0)=1$ ，然后基于拉普拉斯变换分析，应用终值定理可证明系统对阶跃型输入信号呈现零稳态误差特征，这表明了内模控制器存在积分效应。

3.1.2 内模解耦控制器设计

为了便于电流环控制器的设计，将本文第二章中式(2-13)所示的电压方程转化为 dq 轴坐标系下的电流方程，其数学表达式如下：

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{1}{L_d} u_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{1}{L_q} u_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_e i_d + \frac{1}{L_q} \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (3-11)$$

从式(3-11)中可以看出，相电流在 dq 轴坐标系下的分量之间存在交叉耦合。

即使发电系统使用 $i_d=0$ 的控制策略，但也只能实现静态解耦。当发电系统突加/卸负载时，耦合效应不可避免，因此必须建立动态解耦模型。

令 $u_{q0}=u_q-\omega_e \psi_f$ ，则式(2-13)可转化为以下形式：

$$\begin{cases} u_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_e L_q i_q \\ u_{q0} = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d \end{cases} \quad (3-12)$$

式(3-12)经过拉普拉斯变换后，可得：

$$\begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_{q0}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_s + L_d s) & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & -(R_s + L_q s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

令永磁发电机定子电压 $u(s)=[u_d(s) \ u_{q0}(s)]^T$ ，相电流 $i(s)=[i_d(s) \ i_q(s)]^T$ ，式(3-13)可简化为：

$$i(s) = G(s)u(s) \quad (3-14)$$

式(3-14)中，传递函数 $G(s)$ 的数学表达式为：

$$G(s) = \begin{bmatrix} -(R_s + L_d s) & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & -(R_s + L_q s) \end{bmatrix}^{-1} \quad (3-15)$$

由式(3-15)可知，电机的传递函数 $G(s)$ 作为控制系统的被控对象，其传递函数零极点分布中，右半平面不含有零点，并且没有纯延时，在高频状态下可近似等效为一个一阶系统。根据内模控制的基本原理，令被控对象 $G(s)$ 的参考模型为 $M(s)$ ，进而引入低通滤波器 $L(s)$ ，构造出内模控制器 $N(s)$ 的表达式如下：

$$N(s) = M^{-1}(s)L(s) \quad (3-16)$$

式(3-16)中， $L(s)=diag[1/(\lambda s+1) \ 1/(\lambda s+1)]$ ， λ 为低通滤波器 $L(s)$ 的调节参数。联立式(3-11)至式(3-16)分析，可知电流环内模解耦控制器 $N(s)$ 的数学表达式为：

$$N(s) = M^{-1}(s)L(s) = \begin{bmatrix} -(R_s + L_d s) & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & -(R_s + L_q s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda s+1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda s+1} \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

根据式(3-1)与式(3-17)可推导出电流环等效内模控制器 $F(s)$ 的数学表达式为：

$$F(s) = \frac{\lambda}{s} \begin{bmatrix} -(R_s + L_d s) & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & -(R_s + L_q s) \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

在公式(3-18)中,通过改变参数 λ ,实现调节内模解耦控制器的控制性能。基于内模原理设计的发电系统电流环 IMC 控制器原理图如图 3-3 所示。

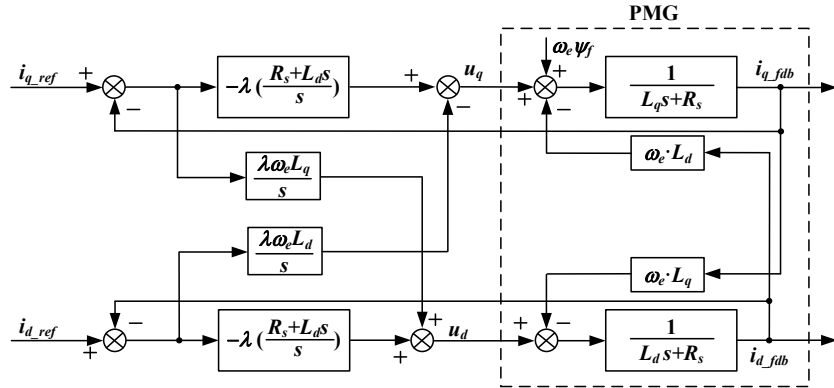


图 3-3 基于内模原理设计的发电系统电流环 IMC 控制器原理图

3.2 基于内模原理的电流环二自由度控制

3.2.1 二自由度控制原理

由图 3-3 可知电流环 IMC 控制器位于电流指令与系统电流反馈的误差之后,改变 IMC 控制器参数直接调节系统控制性能,某种意义上 IMC 控制器可以看作为一自由度控制器,其结构框图如图 3-4 所示,通过调节控制器 $C(s)$ 来提高系统的控制性能。但当 $C(s)$ 一旦确定之后,系统的控制性能也随之被确定,无法同时兼顾系统的抗扰性能与跟随性能。

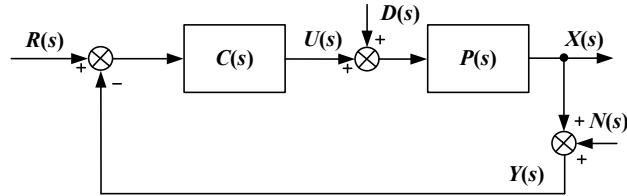


图 3-4 一自由度控制结构框图^[63]

同时,在实际的控制系统中参考模型 $M(s)$ 无法做到精确地描述被控对象 $P(s)$ 。并且,在电机运行的过程中,其系统参数也随之变化,产生不确定干扰因素,仅仅使用 IMC 控制器不能保证良好的控制性能。

二自由度控制通过设计两组互相独立的控制参数,分别调节系统的跟随性能和抗扰性能,提高系统的鲁棒性。二自由度控制经过长期的研究,主要有四种典型的结构:设定值滤波器型、回路补偿型、设定值前馈型与反馈补偿型^[63]。

上述四种形式在结构上是等效的,但设定值滤波器型 TDOF 控制结构简单与易于实施,可独立优化跟随与抗扰性能,其结构框图如图 3-5 所示。

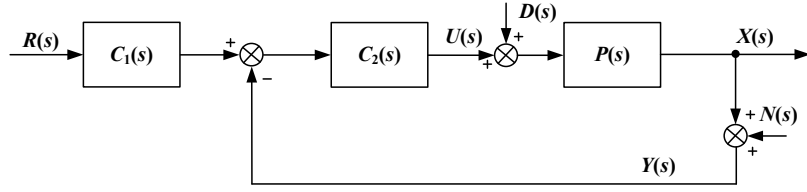


图 3-5 设定值滤波器型 TDOF 控制结构框图

图 3-5 中, $C_1(s)$ 为设定值滤波器, $C_2(s)$ 为反馈控制器, $U(s)$ 为反馈控制器输出信号, $D(s)$ 为扰动部分输入信号, $N(s)$ 为噪声部分输入信号, $Y(s)$ 为系统反馈输入信号。根据图 3-5 所示的结构框图可知, 不同信号输入作用下系统输出的闭环传递函数, 分别为:

(1) 系统输入 $R(s)$ 作用下, 闭环传递函数 $F_R(s)$ 的表达式为:

$$F_R(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{C_1(s)C_2(s)P(s)}{1 + C_2(s)P(s)} \quad (3-19)$$

(2) 扰动输入 $D(s)$ 作用下, 闭环传递函数 $F_D(s)$ 的表达式为:

$$F_D(s) = \frac{X(s)}{D(s)} = \frac{P(s)}{1 + C_2(s)P(s)} \quad (3-20)$$

(3) 噪声输入 $N(s)$ 作用下, 闭环传递函数 $F_N(s)$ 的表达式为:

$$F_N(s) = \frac{X(s)}{N(s)} = \frac{C_2(s)P(s)}{1 + C_2(s)P(s)} \quad (3-21)$$

通过式(3-19)~(3-21)可知, 当被控对象 $P(s)$ 已知时, 系统的抗扰动性能与抑制噪声能力与控制器 $C_2(s)$ 相关, 但控制系统的跟随性能不仅和控制器 $C_2(s)$ 有关, 还和控制器 $C_1(s)$ 相关, 故这种控制方法被称作二自由度控制。基于上述分析可知, 在设计 TDOF 控制器参数时, 可先通过调节 $C_2(s)$ 控制系统的抗扰动性能与抑制噪声能力, 然后再调节 $C_1(s)$ 控制系统的跟随性能。

3.2.2 二自由度调节器设计

基于内模控制原理可将设定值滤波器型二自由度控制等效为图 3-6 所示。

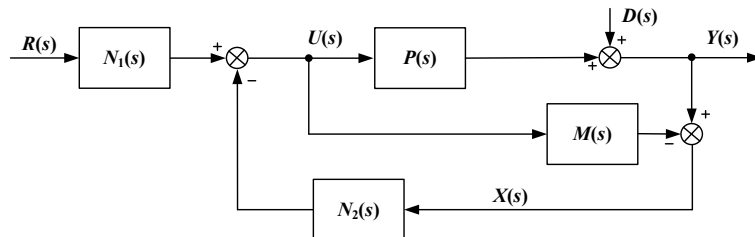


图 3-6 基于内模原理的二自由度控制结构框图

其中 $N_1(s)$ 和 $N_2(s)$ 是内模控制器, 则 $C_1(s)$ 和 $C_2(s)$ 可表示为:

$$\begin{cases} C_1(s) = N_1(s) / N_2(s) \\ C_2(s) = N_2(s) / [1 - N_2(s)M(s)] \end{cases} \quad (3-22)$$

由图 3-6 可知, 基于内模控制原理的二自由度控制系统闭环传递函数表示为:

$$Y(s) = \frac{P(s)N_1(s)}{1 + N_2(s)[P(s) - M(s)]} R(s) + \frac{1 - M(s)N_2(s)}{1 + N_2(s)[P(s) - M(s)]} D(s) \quad (3-23)$$

从式(3-23)中可看出通过设计控制器 $N_1(s)$ 和 $N_2(s)$ 能够调节系统的跟随性能和抗干扰性能。由上文可知, $N_1(s)$ 和 $N_2(s)$ 可以设计为:

$$\begin{cases} N_1(s) = M(s)^{-1} f_1(s) \\ N_2(s) = M(s)^{-1} f_2(s) \end{cases} \quad (3-24)$$

其中, 低通滤波器 $f_1(s)$ 和 $f_2(s)$ 的数学表达式为:

$$\begin{cases} f_1(s) = 1 / (T_1 s + 1)^n \\ f_2(s) = 1 / (T_2 s + 1)^n \end{cases} \quad (3-25)$$

根据上述分析, 可得简化后的基于内模原理的 q 轴电流环二自由度控制结构框图如图 3-7 所示。

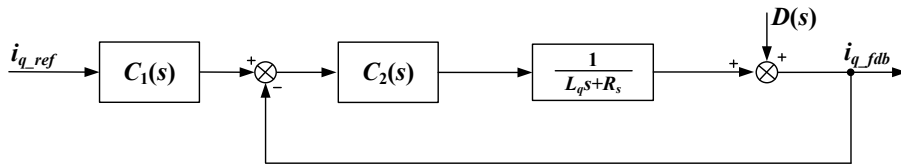


图 3-7 q 轴电流环二自由度控制结构框图

其中, 系统精确的参考模型 $M(s)$ 的表达式为:

$$M(s) = P(s) = \frac{1}{L_q s + R_s} \quad (3-26)$$

由式(3-26)可知 $M(s)$ 为一阶系统, 基于上述理论推导分析表明, 在设计低通滤波器的阶数约束需满足 $n \geq 1$ 的条件, 确保 $N_1(s)$ 和 $N_2(s)$ 有物理意义。又因为发电系统的阶次越小越好, 令低通滤波器 $f_1(s)$ 和 $f_2(s)$ 的阶次为 1, 则控制器 $C_1(s)$ 和 $C_2(s)$ 的数学关系式可表示为:

$$\begin{cases} C_1(s) = (T_2 s + 1) / (T_1 s + 1) \\ C_2(s) = (L_q s + R_s) / T_2 s \end{cases} \quad (3-27)$$

式(3-27)中, T_1 、 T_2 分别为电流环 TDOF 控制器中调节系统跟随性能与抗扰性能的参数。由本章 3.2.1 小节可知 TDOF 控制器的参数整定原则, 先调节参数

T_2 ，再调节参数 T_1 ，使发电系统控制性能达到最优。

综合上述分析，基于电流环 TDOF 的永磁电机 PWM 整流发电系统原理图如图 3-8 所示。其中，电压环使用 PI 调节器，电流环使用 TDOF 调节器，该调节器由 $C_1(s)$ 和 $C_2(s)$ 组成，其中 $C_1(s)$ 能够调节发电系统的跟随性能， $C_2(s)$ 能够调节发电系统的直流母线电压抗干扰性能。

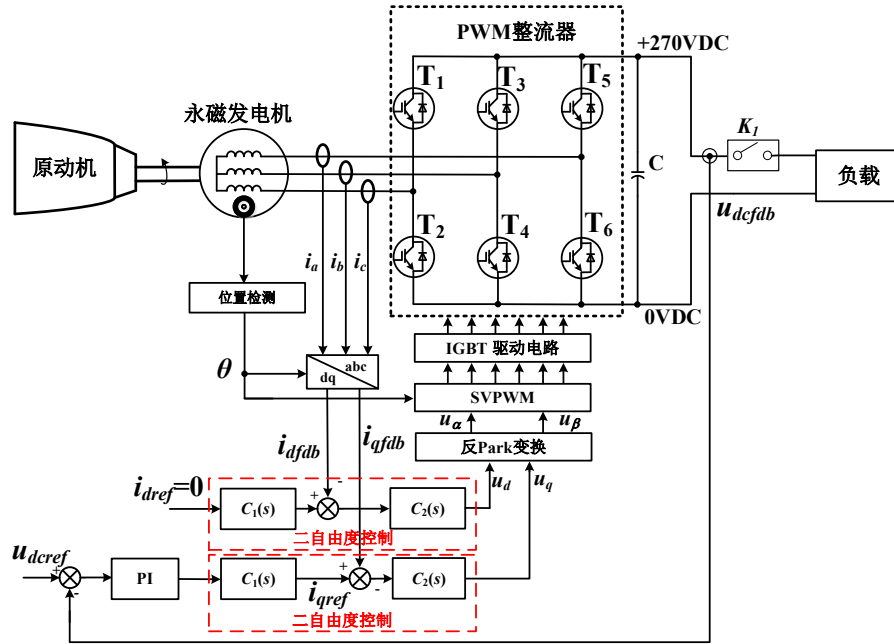


图 3-8 基于电流环 TDOF 的永磁电机 PWM 整流发电系统原理图

3.3 仿真分析

考虑到本章所提出的 TDOF 控制器是基于内模控制原理设计的，首先需验证当电流环使用内模解耦控制对发电系统的影响，搭建了基于内模解耦控制的永磁电机 PWM 整流发电系统的矢量控制仿真模型，其中仿真模型参数设置与本文第二章中的仿真参数保持一致，在 0.2s 时突加 5kW 负载，并在 0.5s 时突卸负载。

图 3-9 为发电系统突加负载时电流环使用 IMC 与 PI 控制仿真对比波形。从图 3-9 中可以看出，对比双闭环 PI 控制，发电系统突加 5kW 负载时，直流母线电压跌落量减少了 8.91V 左右，带载后到恢复至指令值的时间缩短了 22.56ms；从电机转矩波形对比可以看出，电流环 IMC 控制比 PI 控制具有更快的响应时间，但是伴随着电机转矩在突加载时刻会有一定的超调出现；同时，电流环 IMC 控制下电机相电流在 0.2s 加载时出现电流冲击的现象；电流环 IMC 控制下电机的 d 轴电流在加载时刻，受到的影响更小。

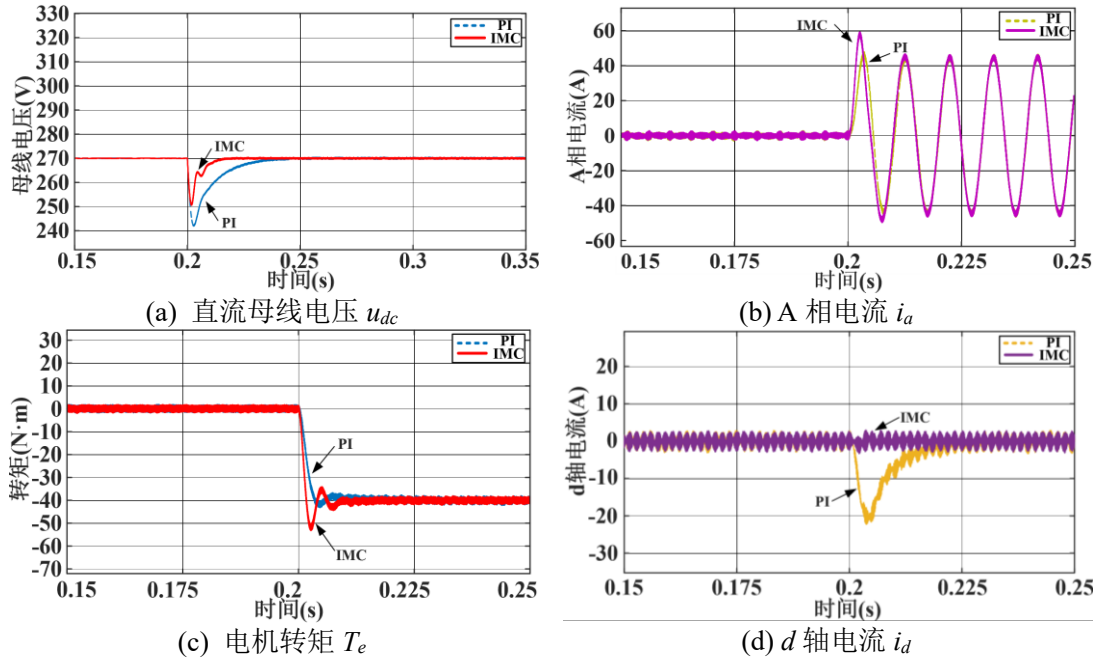


图 3-9 突加负载时电流环 IMC 与 PI 控制仿真对比波形

发电系统突卸负载时电流环使用 IMC 与 PI 控制仿真对比波形如图 3-10 所示。可以看出，在使用 IMC 控制下的直流母线电压超调量比 PI 控制减少了 9.5V 左右，响应时间缩短了约 17ms。在负载突卸时，IMC 控制下的相电流能够快速回到空载状态，转矩的响应速度更快，并且 d 轴电流在 0.5s 时的突变量远小于 PI 控制下 d 轴电流在负载突卸时的变化量。

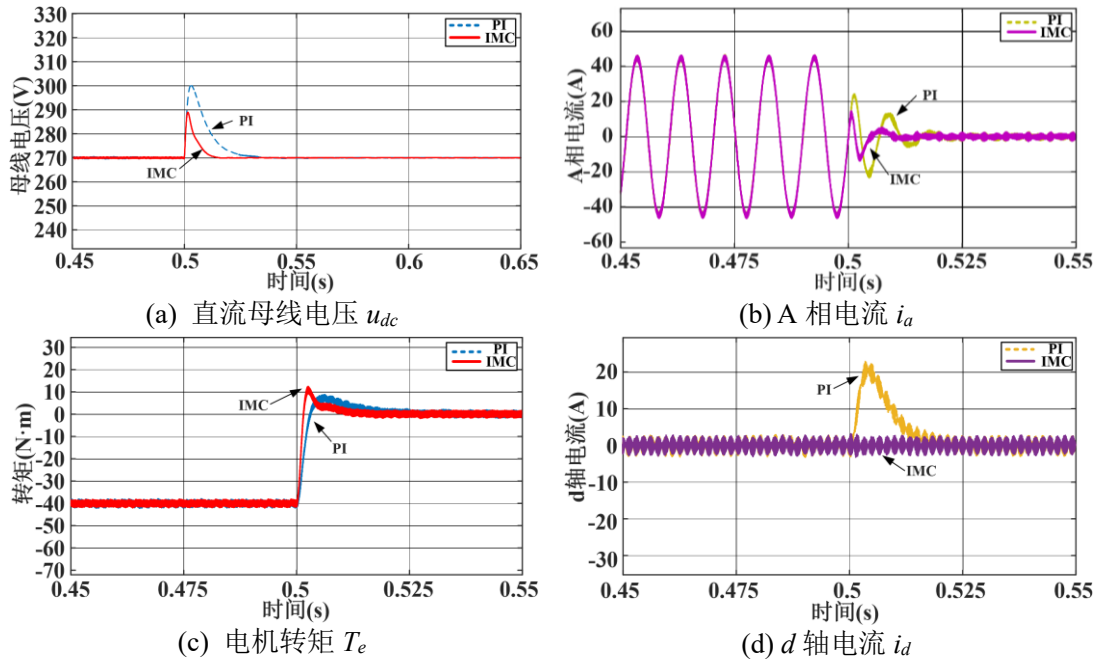


图 3-10 突卸负载时电流环 IMC 与 PI 控制仿真对比波形

通过以上的仿真结果表明，当发电系统的电流环引入内模解耦控制策略后，直流母线电压在负载突变时的动态性能有所改善。但是对于发电系统整体而言，

系统的抗扰动能力和跟随性能改善并不是很大，这是由于 IMC 控制器只有一个可调节参数 λ ，无法使得系统的抗扰性能和跟随性能达到最佳状态。

为了验证电流环 TDOF 控制器的有效性，搭建了基于 TDOF 的永磁电机 PWM 整流发电系统的矢量控制仿真模型，如图 3-11 所示。发电系统使用 $i_d=0$ 的控制策略，在控制环路中电压环使用 PI 调节器，输入为直流母线电压指令与实际电压反馈的误差，输出为 q 轴电流环指令。 dq 轴电流环使用 TDOF 控制器代替 PI 调节器，电流环 TDOF 控制器的输入为电流指令与电流反馈的误差。

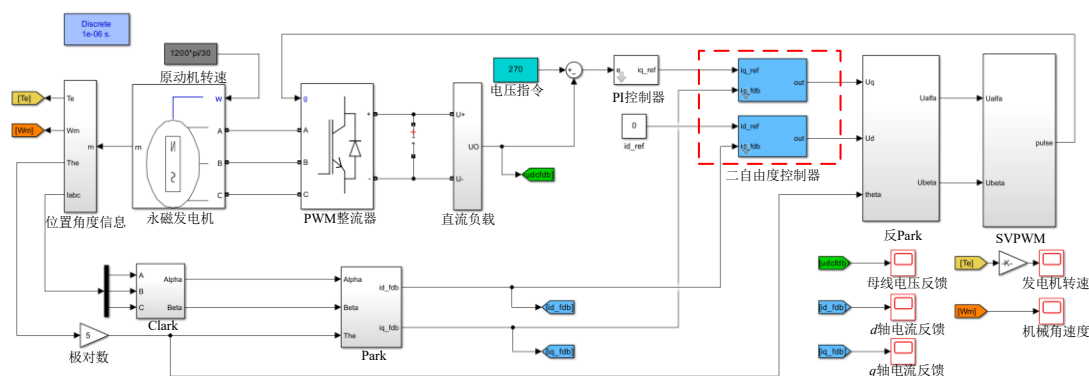


图 3-11 基于 TDOF 的永磁电机 PWM 整流发电系统的矢量控制仿真模型

图 3-12 为所搭建的 q 轴电流环 TDOF 控制器仿真模型，通过设置控制器 $C_1(s)$ 与 $C_2(s)$ 中的控制参数 T_1 与 T_2 来调节发电系统中直流母线电压的跟随性能和抗扰动性能。

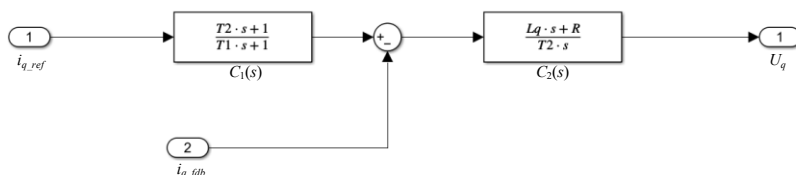
图 3-12 q 轴电流环 TDOF 控制器仿真模型

图 3-13 与图 3-14 分别为发电系统电流环 TDOF 与 IMC 控制在突加/卸 5kW 负载的仿真对比波形。仿真结果表明：(1) 电流环采用 TDOF 控制，直流母线电压在加载时的跌落量比 IMC 控制减少了约 8V，卸载时的超调量比 IMC 控制降低了 10V 左右；(2) TDOF 控制在 0.2s 加载与 0.5s 卸载时的 A 相电流冲击小于 IMC 控制对相电流的影响；(3) 在负载突变时电流环 TDOF 控制下电机转矩的动态性能更优；(4) 在相对稳定状态（即母线电压为给定参考电压）时，采用 IMC 控制的 d 轴电流最大抖振范围为 -2.8A~+2.5A，而采用 TDOF 控制的 d 轴电流最大抖振范围为 -0.9A~+0.9A，表明电流环 TDOF 控制下发电系统的稳态性能更好。

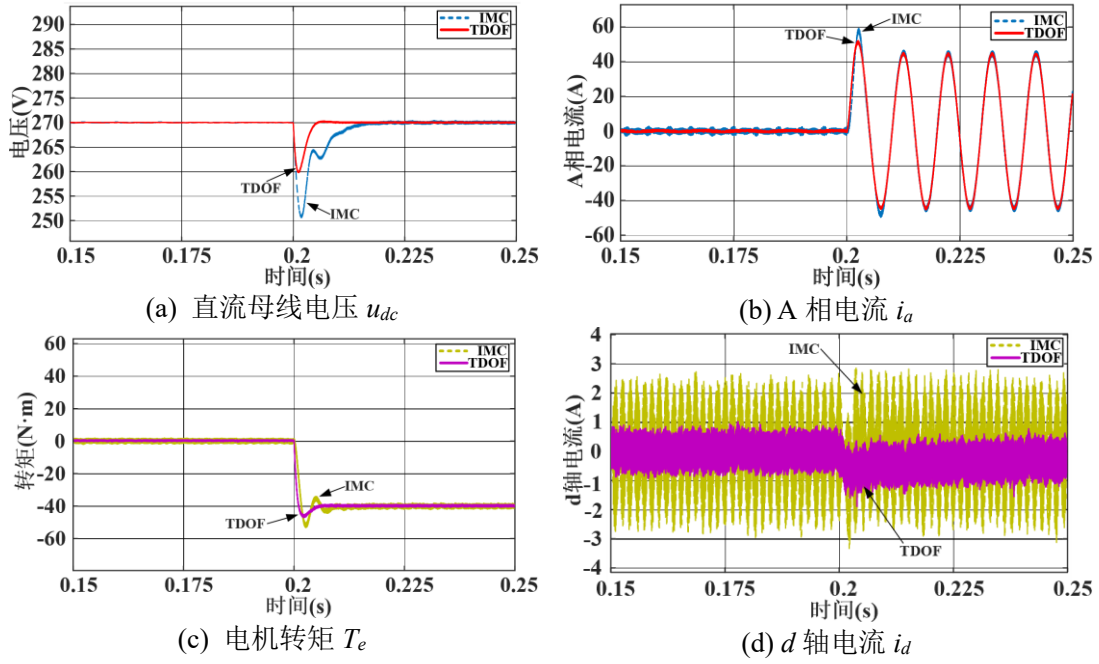


图 3-13 突加负载时电流环 TDOF 与 IMC 控制仿真对比波形

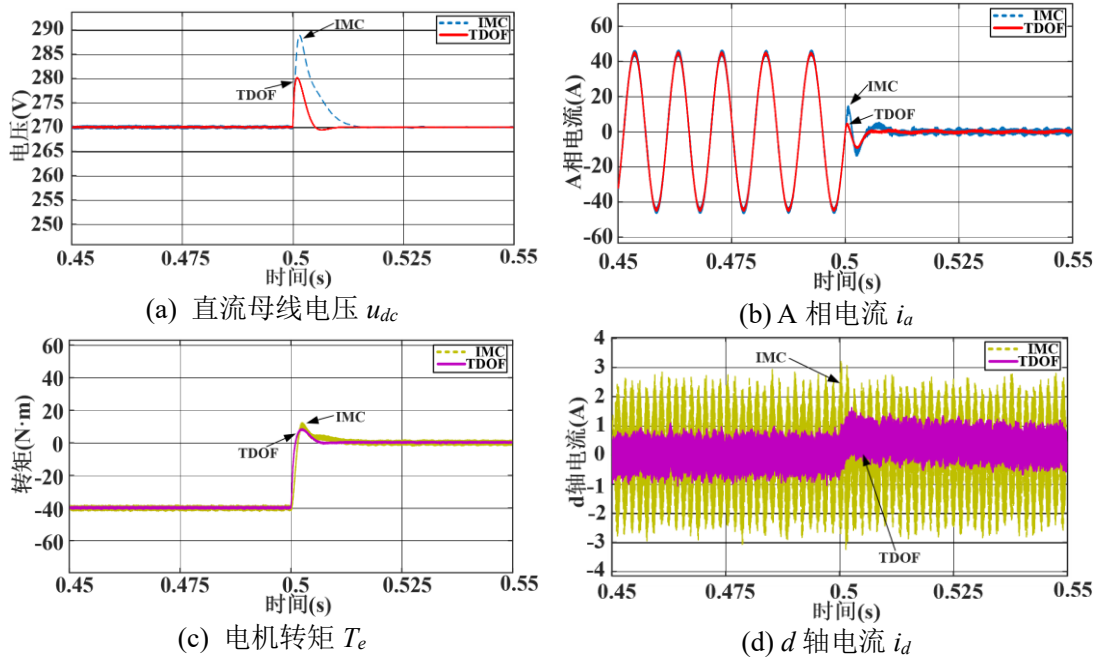


图 3-14 突卸负载时电流环 TDOF 与 IMC 控制仿真对比波形

为了更好地对比三种控制方式对发电系统直流母线电压的影响，将系统的响应时间(Response Time, RT)定义为系统发生负载突变直流母线电压从扰动开始时刻至重新稳定与指令值所需的时间间隔，而直流母线电压波动(DC-link Voltage Variation, DVV)定义为暂态过程中电压瞬态最大值与稳态值之间差值的绝对值。

直流母线电压的仿真动态性能对比如表 3-1 所示。可以看出对比发电系统使用双闭环 PI 控制，电流环 TDOF 控制在突加载时的响应时间缩短了 88.2%，直流母线电压跌落量降低了 63.4%；突卸负载时的响应时间缩短了 84.7%，直流母

线电压跌落量降低了 70.3%。

表 3-1 直流母线电压仿真动态特性对比

控制方法	工况	1200rpm/5kW	
		RT(ms)	DVV(V)
PI	加载	48.59	28.12
	卸载	35.11	30.31
IMC	加载	22.93	19.71
	卸载	17.47	19.12
TDOF	加载	5.64	10.28
	卸载	5.38	9.78

图 3-15 为发电系统电流环在采用 IMC 控制与 TDOF 控制下 A 相电流稳态时的快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)分析。图 3-15(a)所示的 FFT 分析结果表明电流环 IMC 控制下的相电流总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)为2.64%,从图3-15(b)可知,电流环TDOF控制下的相电流 THD 值为 1.13%,说明电流环 TDOF 控制的电流谐波含量更低。

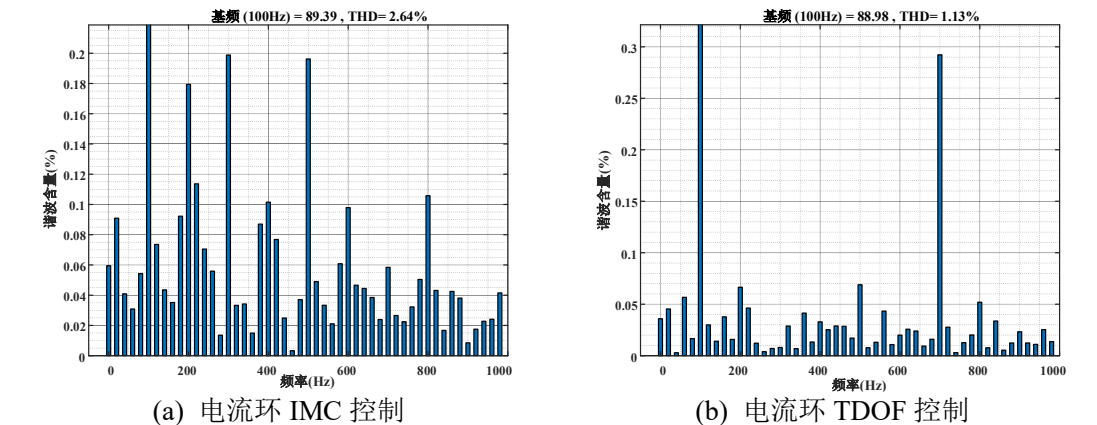


图 3-15 发电系统 A 相电流 FFT 分析

表 3-2 三种控制方法下的相电流谐波幅值对比

频率/Hz	谐波次数	幅值占基波百分比		
		PI 控制	IMC 控制	TDOF 控制
500	5	0.42%	0.37%	0.07%
700	7	0.36%	0.12%	0.26%
1100	11	0.19%	0.04%	0.01%
1300	13	0.19%	0.17%	0.04%
1700	17	0.12%	0.12%	0.04%
1900	19	0.07%	0.13%	0.08%

在永磁电机 PWM 整流发电系统中，由于三相电路是对称的，故偶次谐波都被抵消了，只存在 $6n \pm 1$ 次谐波，比如 5、7、11、13、17、19 等。表 3-2 为三种控制方法下的相电流谐波幅值对比，可以看出随着谐波次数的增大，各次谐波呈下降趋势，并且发电系统使用电流环 TDOF 控制时的谐波幅值占基波百分比值

普遍小于双闭环 PI 控制与电流环 IMC 控制,说明了电流环 TDOF 控制器在抑制电流谐波上具有一定的效果。

3.4 本章小结

本章针对传统 PI 控制对系统参数依赖性高的问题,提出一种基于内模原理设计的二自由度控制器运用至发电系统的电流环中。通过设计两组可调节参数,分别控制发电系统直流母线电压的跟随性能和抗干扰性能,从而提高负载突变时直流母线电压的动态性能。首先分析了内模控制的原理,并设计了电流环内模解耦控制器实现电流环动态解耦。其次,为了解决内模解耦控制器无法同时兼顾控制系统的跟随性能和抗干扰性能的问题,介绍了二自由度控制原理及优势,在此基础上提出一种基于内模控制原理的电流环二自由度控制器。最后,搭建了仿真模型,通过对比三种不同控制策略下发电系统直流侧负载突变时母线直流电压的动态性能,验证了本文所提基于内模原理设计的电流环二自由度控制器的有效性和可行性。

第4章 基于自抗扰的发电系统电压环控制策略

永磁发电机与 PWM 整流器组成的发电系统，其工作时的动态特性易受系统参数变化的影响，且还存在着非线性耦合与外部强扰动的影响，导致发电系统运行时表现出较强的模型不确定性特征。自抗扰控制(Active Disturbances Rejection Controller, ADRC)通过将系统内部的未知状态以及外部干扰统一视为系统总扰动，借助扩张状态观测器的实时估计与反馈抵消，构建出具有主动抗扰性的控制系统。本章首先基于发电系统直流侧功率守恒关系提出了电压环 ADRC 控制器，并且针对传统非线性 *fal* 函数不平滑的问题，提出一种基于 *newfal* 函数的电压环改进 ADRC 控制器，提高了负载变化时直流母线电压的动态性能。

4.1 自抗扰控制原理

4.1.1 基本思想

自抗扰控制理论其核心思想是将积分串联型看作标准型，对控制系统中的其他不同于标准型的部分与外部扰动视为系统的总扰动，并且加入状态观测器对总扰动进行实时的观测并估计总扰动，通过反馈抵消从而将控制系统中的扰动部分和具有不确定性的被控对象转化为标准的积分串联型^{[64][65]}。自抗扰控制器主要分为三个部分：跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)和非线性状态误差反馈控制律(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)^[64]。首先，TD 用于快速跟踪输入信号并提取微分信息；其次，ESO 用于观测系统状态及扰动并实时估计；最后，NLSEF 根据误差信号进行非线性组合，补偿扰动并确保系统稳定^[66]。

自抗扰控制的应用场合主要是针对模型特征不确定的非线性系统，并且该系统存在外部扰动作用。假设存在一个二阶非线性系统，其满足以下数学关系式：

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, \omega(t), t) + bu \quad (4-1)$$

式中， $\omega(t)$ 为系统外部扰动影响， $f(y, \dot{y}, \omega(t), t)$ 代表了系统所受的总扰动， b 为系统增益系数， u 为系统控制量。

令 $x_1=y$, $x_2=\dot{y}$ ，可将式(4-1)转化为状态方程的形式，其数学表达式如下：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, \omega(t), t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-2)$$

通过对控制系统总扰动 $f(y, \dot{y}, \omega(t), t)$ 的在线估计, 并将估计值反馈至控制环路中, 实现对系统总扰动的主动抵消。上述操作可使式(4-1)转化为式(4-3)所示的标准积分串联型, 从而减少对控制系统精确模型的依赖。

$$\ddot{y} = bu \quad (4-3)$$

基于上述分析, 图 4-1 所示为自抗扰控制以二阶非线性系统为控制对象的原理框图。

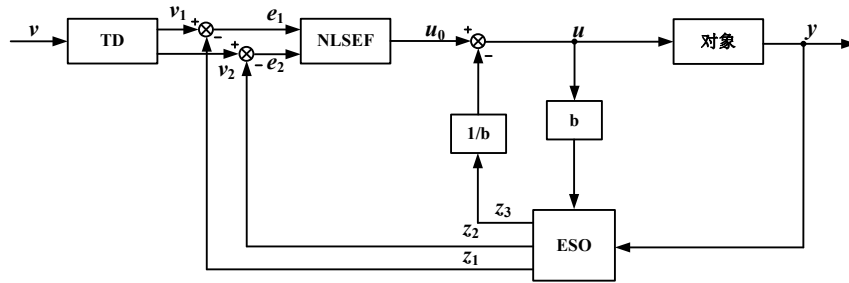


图 4-1 非线性自抗扰控制原理框图

4.1.2 跟踪微分器

跟踪微分器是 ADRC 的重要组成部分, TD 的提出是为了解决在工程实践中, 由于非光滑的输入信号或含噪声的观测数据造成信号波动的问题。信号在通过 TD 部分后, 可在抑制信号干扰的同时, 可将连续信号和微分信号提取出来, 从而实现控制指令信号的优化, 提升控制器性能并提高系统鲁棒性。

假设 TD 的输入为 $v(t)$, 输出为 v_1 、 v_2 。一般定义 v_1 为输入 $v(t)$ 的跟踪信号, 而 v_2 定义为输入 $v(t)$ 的“近似微分”信号。

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = f(v_1, v_2) \end{cases} \quad (4-4)$$

若式(4-4)的任意解均满足: $\lim_{t \rightarrow \infty} v_1(t) = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} v_2(t) = 0$, 则对于任意有界并且可积的函数 $v(t)$, 则存在以下关系式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = r^2 f(x_1 - v(t), \frac{x_2}{r}) \end{cases} \quad (4-5)$$

式(4-5)中, $\dot{x}_1$ 、 $\dot{x}_2$ 分别为系统输入的跟踪信号与微分值, r 为增益系数, 并

且 r 大于 0。同时，式(4-5)的解 $x_1(t)$ 满足以下数学关系式：

$$\lim \int_0^T |x_1(r, t) - v(t)| dt = 0 \quad (4-6)$$

由式(4-6)可知，当调节增益系数 r 增大时，式(4-5)的解 $x_1(t)$ 在时域上可满足对 TD 输入信号 $v(t)$ 的渐近跟踪，则可以将微分值 $x_2(t)$ 作为 $v(t)$ 的微分信号。基于上述结论，可认为式(4-5)为式(4-4)的跟踪微分器。

为实现这一功能，并获取更高质量的微分信号，同时对输入信号进行快速又准确地跟踪。韩京清研究员针对二阶的被控系统提出一种最速综合函数 $fhan(x_1, x_2, r, h_0)$ ^[67]，其数学表达式为：

$$\begin{cases} d = r_0 h_0^2 \\ a_0 = h_0 x_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d) / 2 \\ s_y = [\text{sign}(y + d) - \text{sign}(y - d)] / 2 \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ s_a = [\text{sign}(a + d) - \text{sign}(a - d)] / 2 \\ fhan = -r_0 [a / d - \text{sign}(a)] s_a - r_0 \text{sign}(a) \end{cases} \quad (4-7)$$

以二阶被控系统为例，跟踪微分器的状态方程可以表示为：

$$\begin{cases} fh = fhan(v_1(k) - v(k), v_2(k), r, h_0) \\ v_1(k+1) = v_1(k) + h v_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + h * fh \end{cases} \quad (4-8)$$

式(4-8)中， $v(k)$ 为系统的输入信号， $v_1(k)$ 、 $v_2(k)$ 为输入的跟踪信号与微分信号， $v_1(k+1)$ 、 $v_2(k+1)$ 对应为下一时刻的值， r 为 $fhan$ 函数的跟踪速度系数； h_0 为 $fhan$ 函数的跟踪滤波系数； h 为采样步长。

4.1.3 扩张状态观测器

扩张状态观测器是 ADRC 的核心，通过将被控系统的模型不确定性、外部扰动等统一构建成新的状态变量，形成被控系统的总扰动，并根据系统输入输出信号间的关系，设计 ESO 重构被控系统总扰动的状态变量。

对于式(4-1)所示的二阶对象，将其重新定义为：

$$a(t) = f(x_1, x_2, \omega(t), t) \quad (4-9)$$

式(4-9)中 $a(t)$ 表示为系统的总扰动， $\omega(t)$ 为外扰作用。将 $a(t)$ 当作一个全新的

未知的状态变量 $x_3(t)$ ，即：

$$x_3(t) = a(t) = f(x_1, x_2, \omega(t), t) \quad (4-10)$$

对于原系统而言，即扩张出一个新状态，使原系统变为线性系统，便可得到新的状态方程，即：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{f}(x_1, x_2, \omega(t), t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-11)$$

此时，可对上述线性系统建立非线性状态观测器，具体的数学表达式为：

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}fal(e, \alpha_{01}, \delta) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}fal(e, \alpha_{02}, \delta) \end{cases} \quad (4-12)$$

式(4-12)中， z_1 与 z_2 分别定义为被控系统输出的实时估计量和跟踪量， z_3 表示被控系统总扰动的估计值， e 为被控系统输出的估计值与实际值的误差， b 为控制输出量 u 的补偿系数， β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 为 ESO 的控制增益系数。其中， $fal(e, \alpha, \delta)$ 为非线性最优控制函数^[67]，其表达式为：

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ e / \delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (4-13)$$

非线性 $fal(e, \alpha, \delta)$ 函数中的 α 为跟踪系数， δ 为滤波系数。就工程而言，一般可取 $\alpha_{01}=0.5$ ， $\alpha_{02}=0.25$ 。通过对上述参数的调节，可以使 ESO 得出的估计值接近系统的实际值，并实时跟踪系统的总扰动。

4.1.4 非线性状态误差反馈控制律

非线性状态误差反馈控制律的核心思想是通过 ESO 估计的值与 TD 过渡的跟踪和微分信号之间的误差进行非线性组合，从而构成控制律。这种组合既可以是类似 PID 控制的线性组合，也可以是非线性控制组合，比如使用非线性 fal 函数。非线性 fal 函数实际上是“小误差大增益，大误差小增益”工程实践经验的数学拟合，具有快速收敛的特性^[64]。

以图 4-1 所示的二阶非线性 ADRC 结构框架为例，TD 的输出信号 v_1 、 v_2 与 ESO 的输出信号 z_1 、 z_2 分别得到的误差信号作为 NLSEF 的输入，其状态方程可

以表示为:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \end{cases} \quad (4-14)$$

采用非线性 $fal(e, \alpha, \delta)$ 函数作为 NLSEF 的内部非线性函数来设计非线性状态误差反馈控制律, 其数学表达式为:

$$u_0 = \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_2 fal(e_2, \alpha_2, \delta) \quad (4-15)$$

式中, u_0 为 NLSEF 控制器的输出, β_1 、 β_2 为 NLSEF 的控制增益系数。

经过扰动补偿后, ADRC 控制器的实际输出 u 为:

$$u = u_0 - z_3/b \quad (4-16)$$

式(4-16)表明: 当 ESO 对系统总扰动的估计值 $-z_3/b$ 与真实值充分逼近时, NLSEF 中的补偿项 $-z_3/b$ 与实际总扰动相互抵消, 则控制系统中的扰动部分和不确定性的被控对象转化为标准的积分串联型, 提高了控制器的控制性能。

4.2 电压环自抗扰控制器设计

4.2.1 控制器具体方案设计

在永磁电机 PWM 整流发电系统中, 直流侧母线电压为控制系统实时被控量, 是反映发电系统控制性能的关键指标。由前文可知, 本课题所要解决的问题为提升发电系统直流侧直流母线电压在负载突变时的动态性能, 以及提高整个系统在带载过程中直流母线电压的稳态性能。

首先, 由第二章中图 2-7 所示的永磁电机 PWM 整流发电系统主电路拓扑可知, 发电系统直流侧母线电容的功率表达式为:

$$P_C = u_{dc} i_{cap} = u_{dc} C \frac{du_{dc}}{dt} \quad (4-17)$$

式中, P_C 为电容的功率, i_{cap} 为流经电容的电流。

忽略发电系统中永磁电机与 PWM 整流器在运行过程中的损耗, 可得发电系统各部分功率之间的关系为:

$$P_C = P_M - P_R \quad (4-18)$$

式(4-18)中, P_M 为永磁发电机的电磁功率, P_R 为直流侧负载功率。又因为 $P_M = T_e \omega_m$, $P_R = u_{dc} i_{dc}$, 其中 ω_m 为电机的机械角速度, 表达式为:

$$\omega_m = \omega_e / p_n \quad (4-19)$$

则式(4-18)可以表示为:

$$\frac{C}{2} \frac{du_{dc}^2}{dt} = T_e \omega_m - u_{dc} i_{dc} \quad (4-20)$$

将式(2-14)代入式(4-20), 可得:

$$\frac{du_{dc}^2}{dt} = \frac{2}{C} \cdot \frac{3}{2} p_n i_q [(L_q - L_d) i_d + \psi_f] - \frac{2}{C} u_{dc} i_{dc} \quad (4-21)$$

设状态变量 $x = u_{dc}^2$, 输入量 $u = i_q$, 又因为本文使用的是 $i_d = 0$ 的控制策略, 则式(4-21)可以改写为:

$$\dot{x} = bu + a(t) \quad (4-22)$$

其中, 控制量 b 与总扰动 $a(t)$ 的表达式为:

$$\begin{cases} b = 3\omega_m n_p \psi_f / C \\ a(t) = 2u_{dc} i_{dc} / C \end{cases} \quad (4-23)$$

从本章 4.1 节介绍可知, 针对二阶被控对象, 需要设计二阶 ADRC 控制器。从式(4-22)可以看出此时发电系统电压环为一阶系统, 故本文仅需设计一阶 ADRC 控制。基于前文分析对二阶 ADRC 控制进行降阶处理, 则电压环 ADRC 控制器设计过程如下:

(1) 电压环 TD 设计

在发电系统电压外环的控制中, 通过对指令信号进行跟踪微分处理, 提高控制系统鲁棒性, 电压环 TD 的数学表达式为:

$$\begin{aligned} e_{TD} &= v_1 - u_{dc}^2 \\ \dot{v}_1 &= -\gamma \text{fal}(e_{TD}, \alpha_{TD}, \delta_{TD}) \end{aligned} \quad (4-24)$$

式中: γ 为跟踪过程的速度增益, v_1 为 TD 的输出信号, u_{dc} 为母线电压的指令信号, δ_{TD} 为滤波控制系数。

(2) 电压环 ESO 设计

对永磁电机 PWM 整流发电系统的电压环建立 ESO 的数学模型为:

$$\begin{cases} e_{ESO} = z_1 - u_{dc}^2 \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e_{ESO}, \alpha_{ESO}, \delta_{ESO}) + bu(t) \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e_{ESO}, \alpha_{ESO}, \delta_{ESO}) \end{cases} \quad (4-25)$$

式中： z_1 为母线电压反馈值 u_{dcfdb} 平方后的观测值， e_{ESO} 为观测值 z_1 与 u_{dcfdb} 平方值的误差， z_2 是发电系统总扰动的估计值， β_{01} 、 β_{02} 为观测器的控制参数， δ_{ESO} 为滤波控制参数， b 为根据系统参数求得的控制量。

(3) 电压环 NLSEF 设计

对永磁电机 PWM 整流发电系统的电压环建立 NLSEF 的数学模型为：

$$\begin{cases} e_{NLSEF} = v_1 - z_1 \\ u_0(t) = \beta_{03} fal(e_{NLSEF}, \alpha_{NLSEF}, \delta_{NLSEF}) \\ u(t) = u_0(t) - z_2 / b \end{cases} \quad (4-26)$$

式中： e_{NLSEF} 为 TD 安排过渡过程后的指令信号 v_1 与观测值 z_1 的误差， β_{03} 为 NLSEF 的控制参数， z_2/b 为补偿扰动的分量。

综上所述，发电系统电压环 ADRC 控制结构框图如图 4-2 所示。

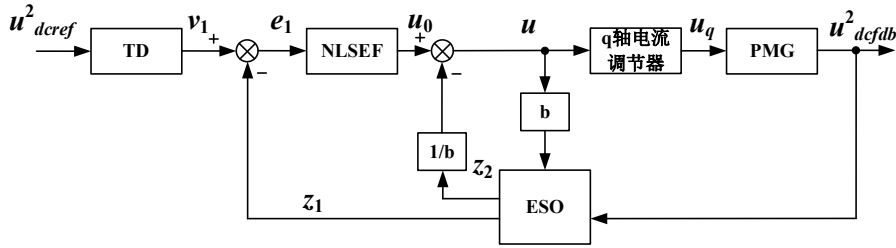


图 4-2 发电系统电压环 ADRC 结构框图

4.2.2 非线性函数分析

从电压环 ADRC 控制器的设计过程中，可以看出非线性 fal 函数对 ADRC 的控制性能来说十分重要，常被认为是整个控制器的核心所在。非线性 fal 函数的特点是在误差较大时减弱控制强度以达到平滑过渡的效果，在误差较小时增强控制作用以加速自身动态响应。在设计非线性 fal 函数时，需要考虑以下几点要素：首先是该函数在参数饱和之前是否收敛，然后是函数在原点处是否连续，最后是要在取值间断点处，函数必须是连续且可导^{[68][69]}。

传统的非线性函数如式(4-13)所示，一共是 3 个函数变量，分别为误差输入 e 、跟踪系数 α 、滤波系数 δ 。由前文分析可知，永磁发电机与 PWM 整流器在运行过程中是一个非线性、强耦合的系统，在稳态运行时指令值与反馈值之间的误差很小。只有在系统出现特殊工况时才会产生较大的波动，进而导致误差变大，系统处于失稳状态^[69]。因此在分析非线性 fal 函数时，暂不考虑误差输入的影响。

基于上述分析，可从跟踪系数 α 、滤波系数 δ 来对 fal 函数展开研究：

(1) 设置跟踪系数 α 为固定值($\alpha=0.1$), 改变滤波系数 δ 的值, 令其取值范围为 $[0.01, 0.05, 0.1, 0.15, 0.2]$, 观察此时 fal 函数的输出值, 可知滤波系数 δ 的取值对函数的性能影响, 计算对比结果如图 4-3(a)所示。

(2) 设置滤波系数 δ 为固定值($\delta=0.1$), 改变跟踪系数 α 的值, 令其取值范围为 $[0.01, 0.05, 0.1, 0.15, 0.2]$, 观察此时 fal 函数的输出值, 可知跟踪系数 δ 的取值对函数的性能影响, 计算对比结果如图 4-3(b)所示。

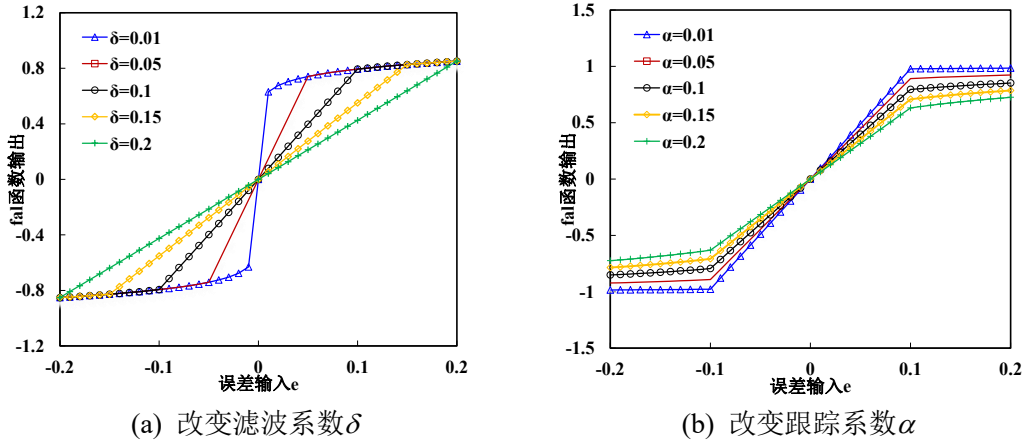


图 4-3 改变滤波系数 δ 与跟踪系数 α 的对比图

图 4-3 给出了在相同误差输入 e 的作用下, 通过改变跟踪系数 α 与滤波系数 δ 的设置值对传统 fal 函数输出的影响。由图 4-3 可知: 随着滤波系数 δ 值得不断增大, 传统 fal 函数得线性区间也在增大; 随着跟踪系数 α 值的不断增大, 函数输出曲线的光滑度也在不断提高; 反之, α 值越小导致 fal 函数越不光滑, 非线性程度越高。传统 fal 函数的设计思想满足自抗扰控制“大误差, 小增益; 小误差, 大增益”的控制原则。但是, 传统 fal 函数还存在诸多问题, 譬如函数在 $|e|=\delta$ 时连续但不可导, 整体曲线并不光滑^[69]。

4.2.3 非线性函数改进

为了提高电压环 ADRC 控制的控制精度, 基于非线性 fal 函数的分析与设计思想加以改进, 使改进后的 $newfal$ 函数在整个实数域内光滑可导。并且, 考虑到稳态运行时的误差范围较小, 可将传统 fal 函数做限幅处理。针对传统 fal 函数在误差阈值点存在连续不可导的问题, 本文提出一种连续光滑的 $newfal$ 函数, 提高电压环 ADRC 控制器的性能。

(1) 当 $|e| \leq \delta$ 时, $newfal$ 函数形式如下, 采用在 origin 处比指数函数光滑性更好的正弦函数与反正切函数进行函数拟合。

$$newfal(e, \alpha, \delta) = \lambda_1 \sin e + \lambda_2 e^2 + \lambda_3 \arctan e \quad (4-27)$$

式中： λ_1 为 $\sin e$ 的系数， λ_2 为 e^2 的系数， λ_3 为 $\arctan e$ 的系数。

为使 $newfal$ 函数达到连续且可导的要求，式(4-27)需满足式(4-11)所提出的条件，即：

$$\begin{cases} newfal(e, \alpha, \delta) = \delta^\alpha & e = \delta \\ newfal(e, \alpha, \delta) = -\delta^\alpha & e = -\delta \\ newfal(e, \alpha, \delta) = \alpha\delta^{\alpha-1} & e = \delta \\ newfal(e, \alpha, \delta) = -\alpha\delta^{\alpha-1} & e = -\delta \end{cases} \quad (4-28)$$

联立式(4-27)与式(4-28)解析可得：

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{\delta^\alpha - \alpha\delta^{\alpha-1} \cdot (1 + \delta^2) \cdot \arctan \delta}{\sin \delta - \arctan \delta \cdot \cos \delta \cdot (1 + \delta^2)} \\ \lambda_2 = 0 \\ \lambda_3 = \frac{(\alpha\delta^{\alpha-1} \cdot \sin \delta - \cos \delta \cdot \delta^\alpha) \cdot (1 + \delta^2)}{\sin \delta - \arctan \delta \cdot \cos \delta \cdot (1 + \delta^2)} \end{cases} \quad (4-29)$$

(2) 当 $\delta < |e| < 1$ 时， $newfal$ 函数形式与传统 fal 函数保持一致，即：

$$newfal(e, \alpha, \delta) = |e|^\alpha \text{signe} \quad (4-30)$$

(3) 当 $|e| \geq 1$ 时， $newfal$ 函数可做限幅处理，其表达式为：

$$newfal(e, \alpha, \delta) = 1 \quad (4-31)$$

由式(4-29)至式(4-31)可得 $newfal$ 函数的数学表达式如下：

$$newfal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \lambda_1 \sin e + \lambda_2 e^2 + \lambda_3 \arctan e & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e) & \delta < |e| < 1 \\ 1 & |e| \geq 1 \end{cases} \quad (4-32)$$

为了验证上述所设计的 $newfal$ 函数的控制性能，将其与传统 fal 函数进行对比，令误差输入信号 e 范围在 $[-2, 2]$ ，取跟踪系数 $\alpha=0.3$ 、滤波系数 $\delta=0.2$ 。 fal 函数与 $newfal$ 函数对比结果如图 4-4 所示，从图 4-4(a)可以看出 $newfal$ 函数在 $|e|=\delta$ 时，函数连续且光滑可导。并且，当误差 e 大于 1 时， $newfal$ 函数输出最大值为 1，减小了系统大误差所带来的影响。图 4-4(b)为误差增益曲线，可以看出当输入误差在 $[-0.5, 0.5]$ 时， $newfal$ 函数比 fal 函数的误差增益大，更加符合自抗扰控制

理论中“小误差大增益”的概念。

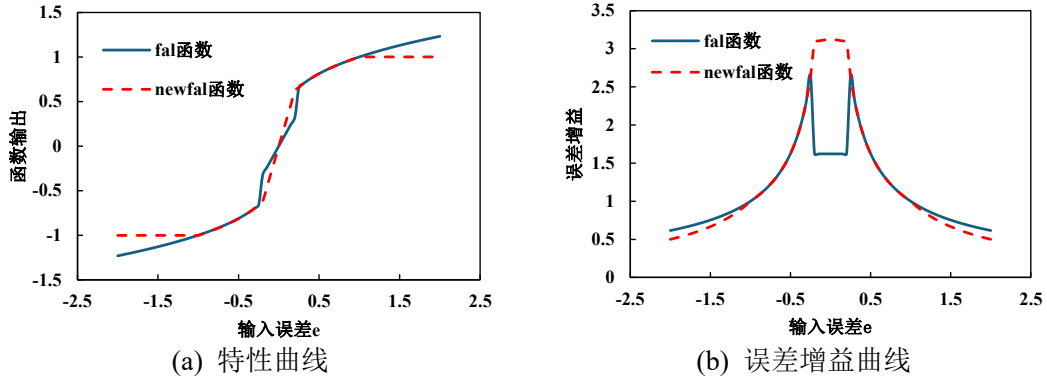


图 4-4 *fal* 函数与 *newfal* 函数对比结果

综合上述分析，基于电压环 ADRC 的永磁电机 PWM 整流发电系统原理图如图 4-5 所示。其中，电压环采用 ADRC 控制器，母线电压指令值与反馈值进入自抗扰控制器，自抗扰控制器的输出作为发电系统 q 轴电流内环的输入，电流环仍采用 PI 控制器。

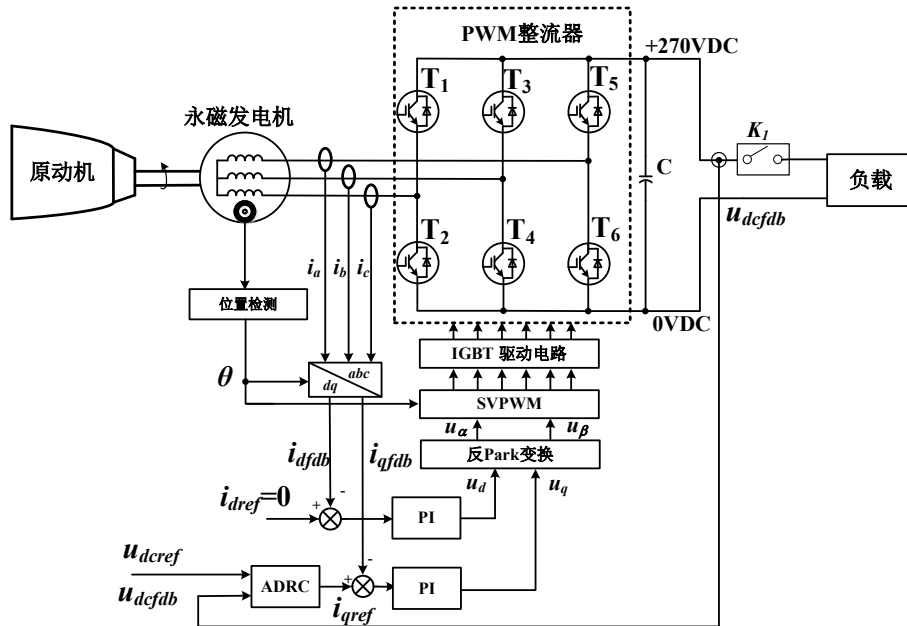


图 4-5 基于电压环 ADRC 的永磁电机 PWM 整流发电系统原理图

4.3 仿真分析

为了验证电压环 ADRC 控制器的有效性，搭建基于电压环 ADRC 的永磁电机 PWM 整流发电系统仿真模型，如图 4-6 所示。根据式(4-24)至式(4-26)可搭建电压环 ADRC 控制器模型，其模型内部如图 4-7 所示，可以看出母线电压的指令值与反馈值在进入控制环节前，需先对其进行平方处理。

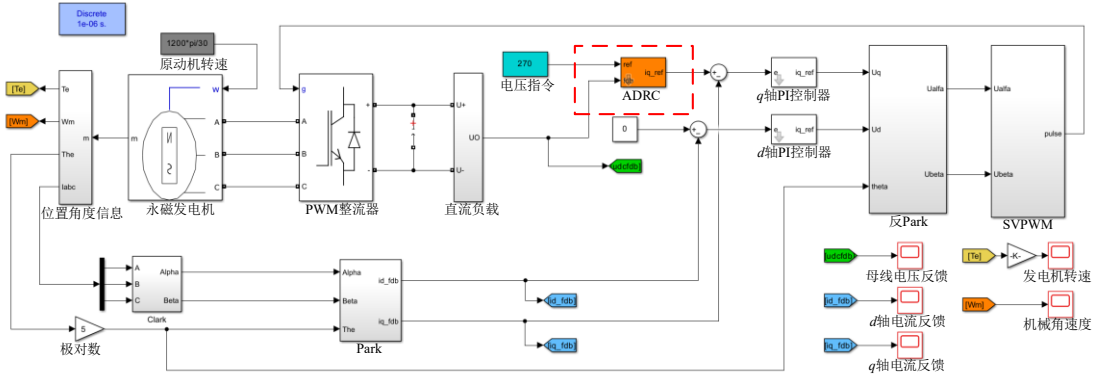


图 4-6 基于电压环 ADRC 的永磁电机 PWM 整流发电系统仿真模型

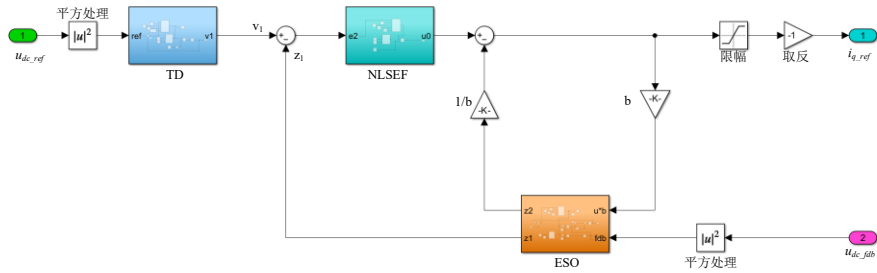


图 4-7 电压环 ADRC 控制器内部搭建

图 4-6 所示的仿真模型参数配置与本文第二章中的仿真参数保持一致，通过设置 ADRC 控制器中各模块的设计参数来调节永磁电机 PWM 整流发电系统中直流母线电压的动态性能和稳态性能。经过多次参数调试，本文所搭建的 ADRC 控制器的参数设置如表 4-1 所示。

表 4-1 ADRC 控制器参数

名称	数值	名称	数值
γ	500000	α_{ESO}	0.85
α_{TD}	0.85	δ_{ESO}	0.4
δ_{TD}	0.4	β_{03}	100000
β_{01}	500	α_{NLSEF}	0.85
β_{02}	200000	δ_{NLSEF}	0.4

图 4-8 为发电系统突加 5kW 负载时的电压环 ADRC 与 PI 控制仿真对比波形。从图 4-8 中可以看出，在发电系统在 0.2s 时突加负载时，采用 PI 控制，母线电压 u_{dc} 约有 28V 的跌落量；若采用传统 ADRC 控制，母线电压 u_{dc} 只有 16V 左右的跌落量；使用电压环 ADRC 在突加载时，发电机 A 相电流冲击更小，电机转矩的响应速度更快，并且转矩在稳态时较为平稳；当采用 PI 控制稳态时的 d 轴电流最大抖振范围为-3.2A~+3A，采用传统 ADRC 稳态时的 d 轴电流最大抖振范围为-1.5A~+1.5A。

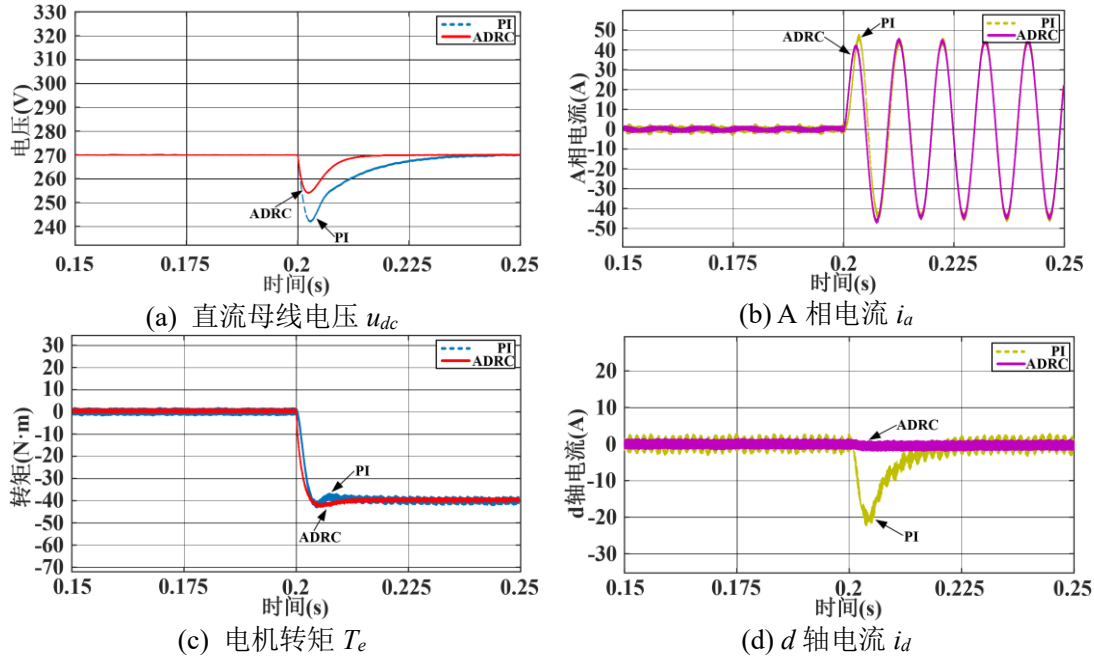


图 4-8 突加负载时电压环 ADRC 与 PI 控制仿真对比波形

图 4-9 为发电系统突卸 5kW 负载时的电压环 ADRC 与 PI 控制仿真对比波形。从图 4-9 可以看出，在发电系统在 0.5s 时突卸负载时，采用 PI 控制，母线电压 u_{dc} 约有 30V 的超调量；若采用传统 ADRC 控制，母线电压 u_{dc} 有 17V 左右的超调量；相较于 PI 控制器，传统 ADRC 在负载突变时的相电流波形畸变较小，可快速地恢复至空载阶段；从电机转矩与 d 轴电流仿真对比波形可以看出，在负载突卸时，传统 ADRC 控制时的波形变化较为平稳。

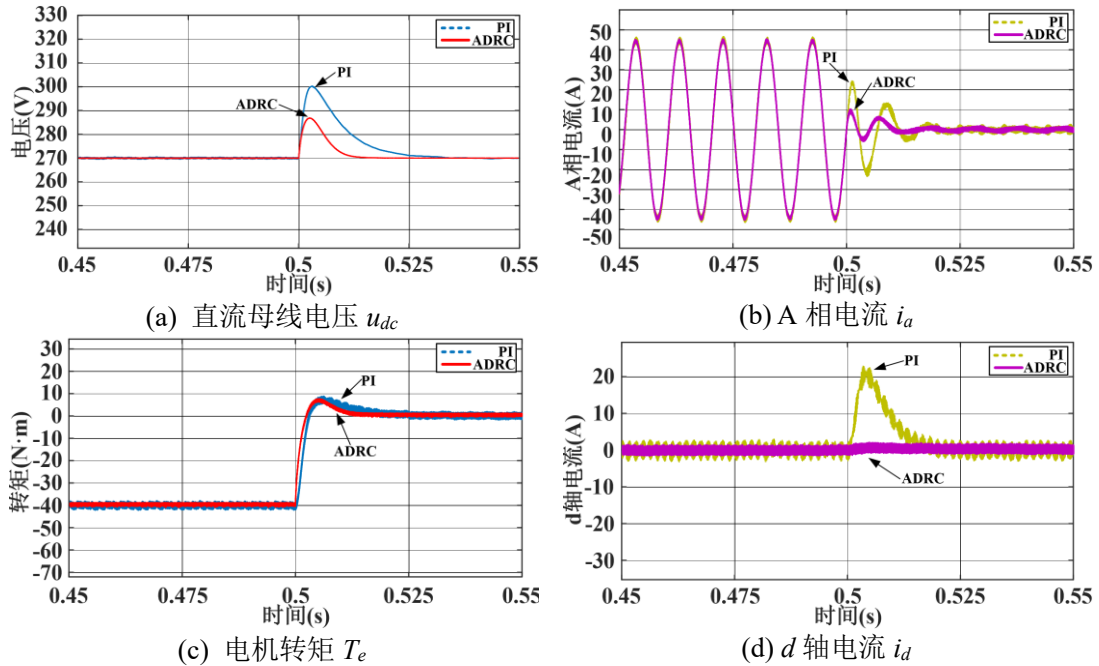


图 4-9 突卸负载时电压环 ADRC 与 PI 控制仿真对比波形

以上仿真结果表明，在相同的仿真条件下，永磁电机 PWM 整流发电系统电

压环采用传统 ADRC 在负载突加/卸时，直流母线电压具有更好的动态性能。为了验证前文所设计基于 *newfal* 函数的改进 ADRC（仿真图中简称 NADRC）的有效性，搭建了电压环使用传统 ADRC 与改进 ADRC 的仿真对比模型。其中，仿真模型参数与 ADRC 内部的控制参数不变，仅改变 *fal* 函数的形式，在 0.2s 时突加 5kW 负载，在 0.5s 时突卸负载，观察发电系统突加/卸负载的仿真对比波形如图 4-10 与图 4-11 所示。

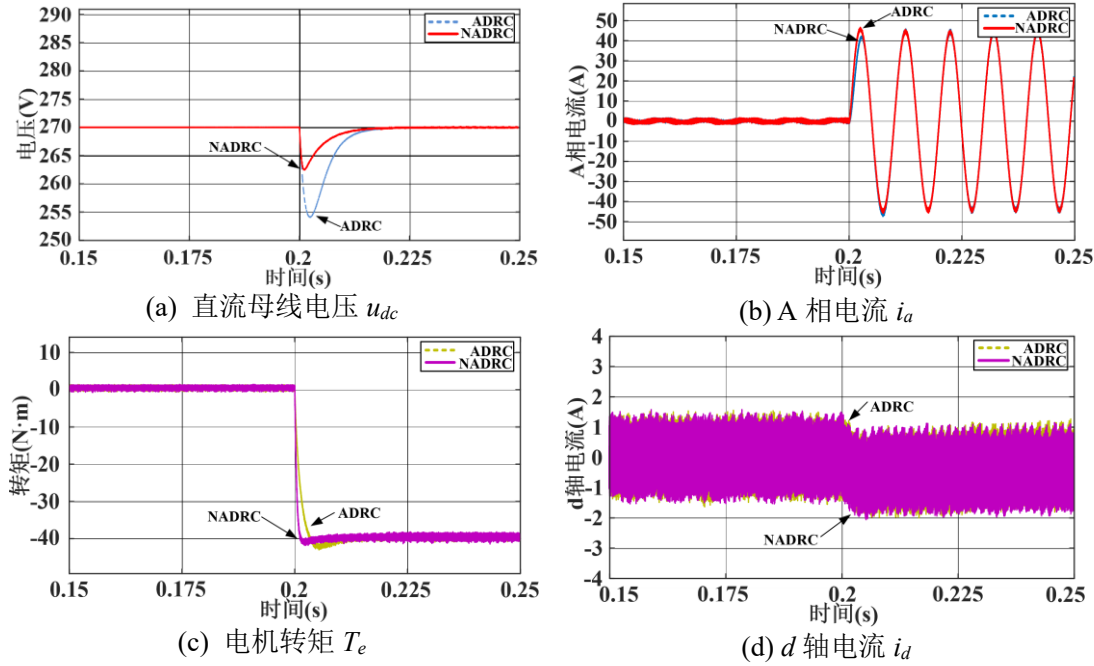


图 4-10 突加负载时电压环改进 ADRC 与传统 ADRC 控制仿真对比波形

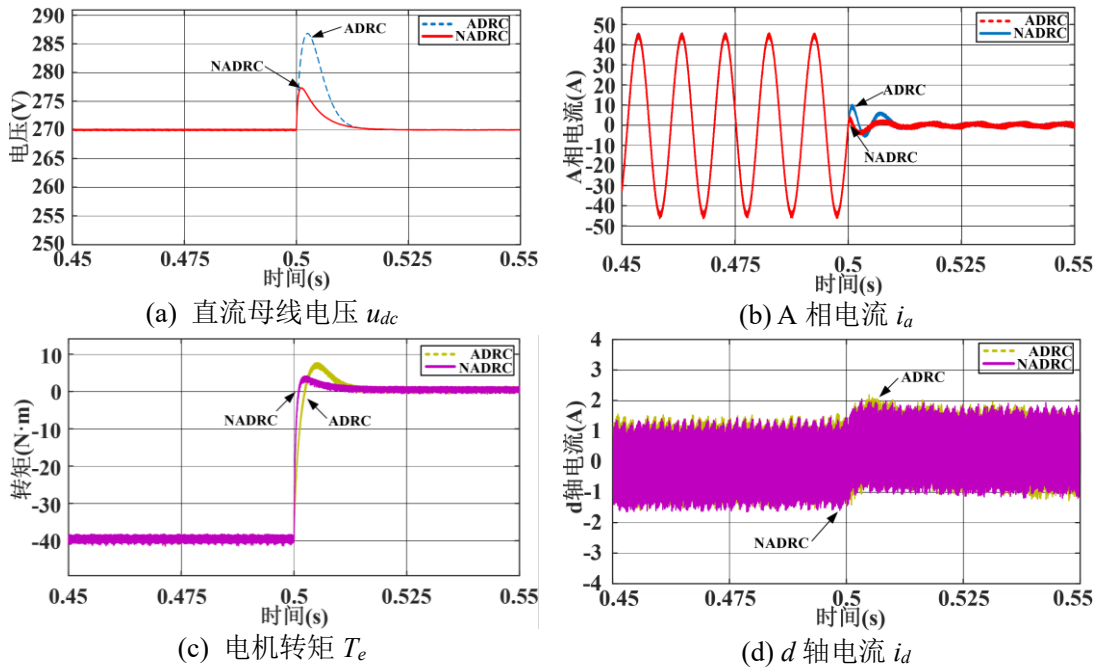


图 4-11 突卸负载时电压环改进 ADRC 与传统 ADRC 控制仿真对比波形

从图 4-10 与图 4-11 中可以看出电压环使用改进 ADRC 后，在 0.2s 时突加

负载与 0.5s 时突卸负载时的母线电压变化量以及恢复到稳态的时间明显优于使用传统 ADRC 的控制效果。其中，发电系统突加载时的直流母线电压跌落量减少了 9V 左右，恢复时间缩短了约 2ms，突卸载时的直流母线电压超调量减少了约 10V，恢复时间缩短了约 1.5ms。从电机的 A 相电流与 d 轴电流仿真波形对比可以看出，在相同的仿真环境下改进 ADRC 相比于传统 ADRC 拥有更低的电流冲击与更小的电流畸变。另外，从电机转矩仿真对比波形中可以看出电压环使用改进 ADRC 在负载突变时的波动更小，且带载运行时的转矩脉动低于传统 ADRC。

直流母线电压仿真动态特性对比见表 4-2。通过仿真数据对比可知，相较于电压环使用 PI 控制及传统 ADRC 控制器，基于非线性 *newfal* 函数的改进 ADRC 在提高发电系统直流母线电压的动态性能中展现出显著优势。相较于发电系统使用双闭环 PI 控制，电压环改进 ADRC 控制在负载突加时的响应时间缩短了 62.4%，直流母线电压的跌落量降低了 72.7%；在负载突卸时的响应时间缩短了 48%，直流母线电压的超调量降低了 75.8%。

表 4-2 直流母线电压仿真动态特性对比

控制方法	工况	1200rpm/5kW	
		RT(ms)	DVV(V)
PI	加载	48.59	28.12
	卸载	35.11	30.31
传统 ADRC	加载	20.67	15.92
	卸载	20.05	16.81
改进 ADRC	加载	19.88	7.61
	卸载	18.26	7.34

表 4-3 为电压环三种控制方法相下电机的相电流谐波幅值对比，可以看出随着谐波次数的增大，各次谐波呈下降趋势。并且改进 ADRC 谐波幅值占基波百分比值普遍小于传统 ADRC 与 PI 控制，说明使用改进 ADRC 时相电流的正弦度较好，受扰动的影响较小。

表 4-3 三种控制方法下电机的相电流谐波幅值对比

频率/Hz	谐波次数	幅值占基波百分比		
		PI 控制	传统 ADRC	改进 ADRC
500	5	0.42%	0.12%	0.09%
700	7	0.36%	0.13%	0.08%
1100	11	0.19%	0.01%	0.02%
1300	13	0.19%	0.05%	0.02%
1700	17	0.12%	0.03%	0.01%
1900	19	0.07%	0.04%	0.01%

图 4-12 为发电系统电压环采用传统 ADRC 与改进 ADRC 时 A 相电流稳态时的 FFT 分析。图 4-12(a)所示的 FFT 分析结果表明传统 ADRC 下的相电流 THD 值为 1.96%，从图 4-12(b)可知，电压环改进 ADRC 时的相电流 THD 值为 1.63%，说明改进 ADRC 的相电流谐波含量更低。

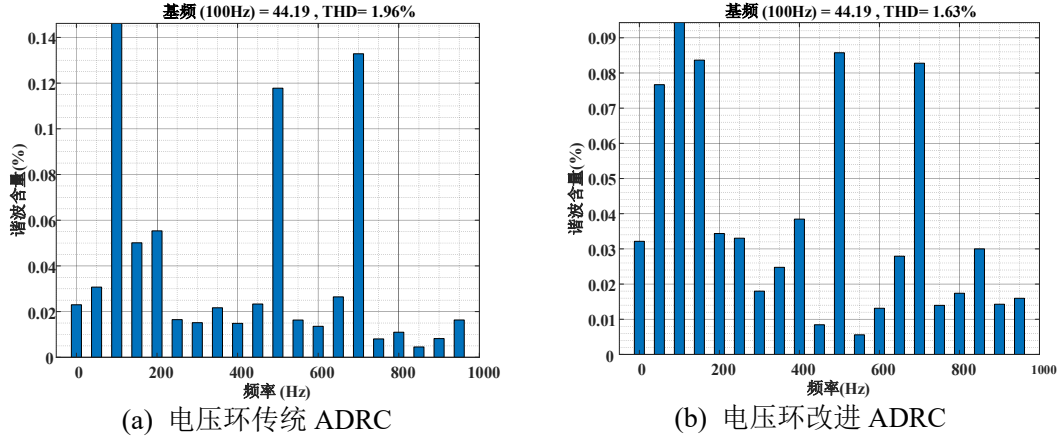


图 4-12 发电系统 A 相电流 FFT 分析

4.4 本章小结

本章针对发电系统模型不确定性以及非线性度高的问题，提出将自抗扰控制运用至发电系统的电压环中，将直流侧负载的突变视为整个发电系统的扰动，通过观测器估计并消除，提高了发电系统的鲁棒性以及直流母线电压的动态性能。首先，介绍了自抗扰控制的基本原理与组成架构，接着根据发电系统直流侧功率平衡方程，设计了电压环 ADRC 控制器替代传统 PI 控制器；其次，为了提高传统 ADRC 中非线性 fal 函数的控制精度，提出一种基于非线性 $newfal$ 函数的改进 ADRC；最后，搭建了仿真模型，通过对比三种不同控制策略下发电系统直流侧负载突变时母线直流电压的动态性能，验证了本文所提基于非线性 $newfal$ 函数的电压环改进 ADRC 控制器的可行性与优越性。

第 5 章 永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台搭建与测试

上文已经对永磁电机 PWM 整流发电系统矢量控制原理、TDOF 控制原理以及 ADRC 控制原理分别做了阐述与分析，并将 TDOF 控制与 ADRC 控制分别运用至发电系统的电流环与电压环中，通过仿真验证了所提控制策略的有效性。本章搭建电机对拖实验平台并进行发电系统负载突变工况的实验测试，首先对实验平台的构成进行总体介绍，其次对控制系统的硬件设计与软件设计分别描述，最后在搭建的实验平台上开展不同控制策略的相关实验测试，验证电流环 TDOF 与电压环改进 ADRC 的在实际应用中的有效性。

5.1 实验平台搭建

为了进一步验证本文所提的高性能发电控制技术在实际发电系统中的可行性，搭建了永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台，其总体结构框图如图 5-1 所示。该实验平台主要由以下部分组成：原动机及其控制器、发电机及其控制器、双向直流电源、冷却水箱、直流负载、上位机以及相关的传感器等。

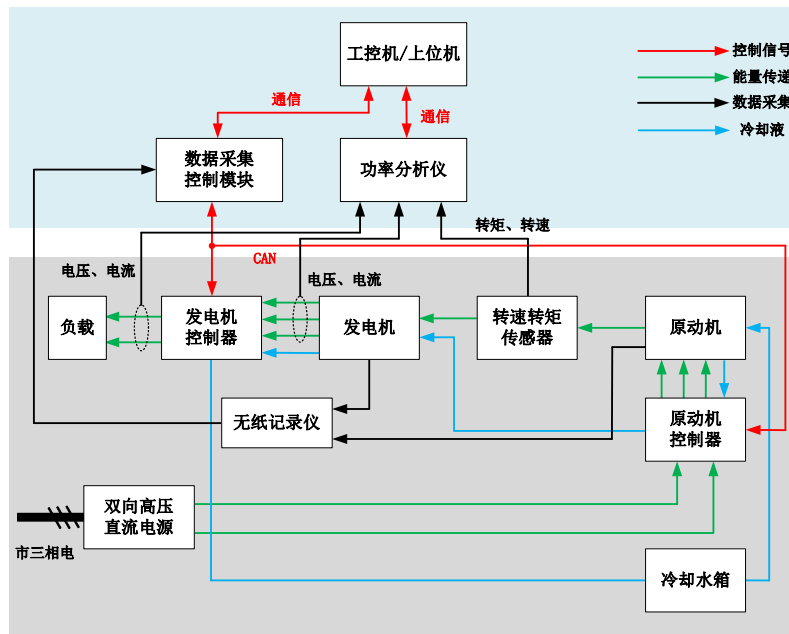


图 5-1 永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台的架构框图

永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台如图 5-2 所示，其中原动机与发电机均为永磁电机，电机之间衔接处安装了型号为 JN338 的网络智能数字式转矩转速传感器，可实时监测电机的动态信息。通过冷却水箱的循环供水，来实现电机

与控制器的冷却。发电机控制器的直流输出端连接了型号为 PEL-3533H 的高性能直流电子负载（PEL-3533H 负载最大负载只能提供 5kW），可用来模拟航空机载的突加/卸负载工况。

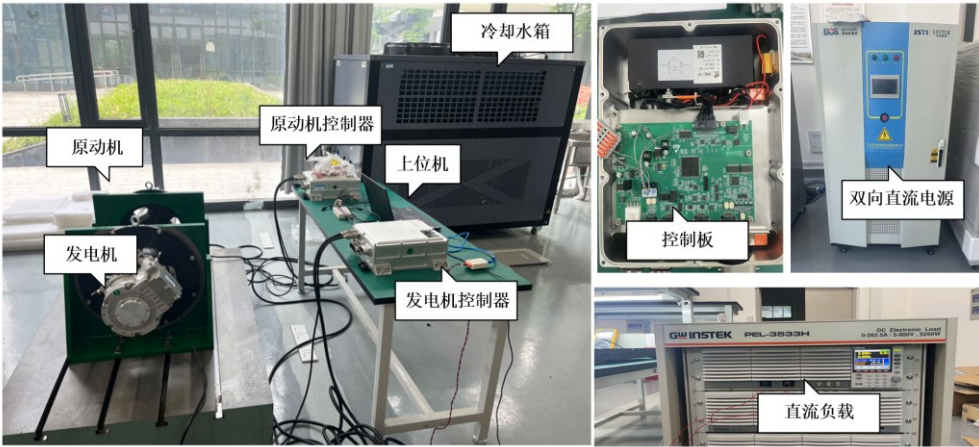


图 5-2 永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台现场图

图 5-2 所示实验平台中的永磁发电机的参数如表 5-1 所示，本文将在永磁发电机额定转速 1200rpm 时完成 270V 发电工况实验。

表 5-1 实验电机参数

序号	参数/单位	数值	序号	参数/单位	数值
1	定子电阻 R/Ω	0.013	5	磁链 ψ_f/Wb	0.1192
2	极对数 P_n	5	6	额定转速 $N_r/(\text{r/min})$	1200
3	交轴电感 $L_d/\mu\text{H}$	437	7	直流母线电压 u_{dc}/V	270
4	直轴电感 $L_q/\mu\text{H}$	623	8	额定功率 P/kW	10

5.2 控制系统硬件设计

(1) 主控芯片介绍

电机控制器中的主控芯片选用美国德州仪器(Texas Instruments, TI)公司推出的 TMS320F28335 数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)。图 5-3 为 DSP TMS320F28335 芯片的功能架构。

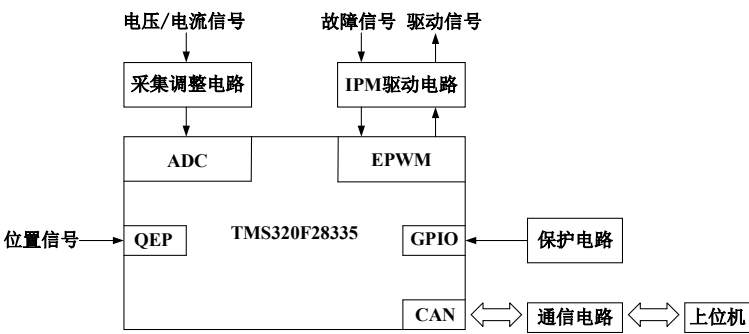
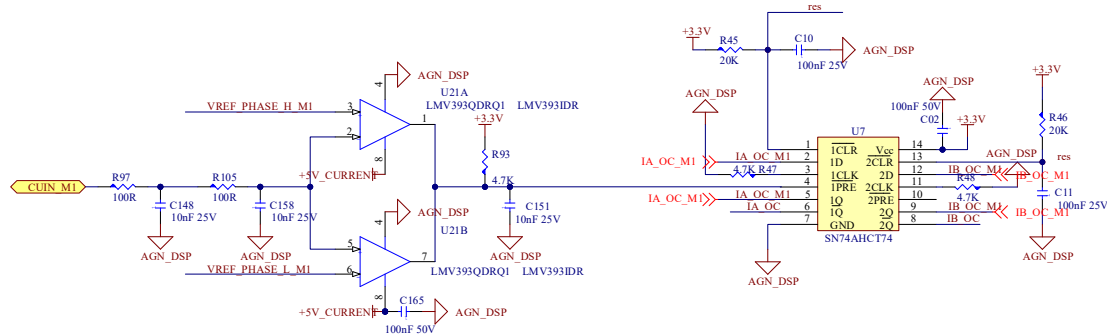


图 5-3 主控芯片功能架构

该款 DSP 芯片归属于 TMS320C28x 系列，具有 32 位的 CPU 内核，主频高达 150MHz，处理数据相当的高效，能够实现浮点运算以及复杂的控制算法，是目前电机控制领域内主流的选择^[70]。同时，它具有模数转换器 ADC、增强的 PWM 模块、捕获电路 CAP、正交编码器 QEP、串口通信 SCI、串行外设 SPI、增强的 CAN 通信模块等外设，功能丰富强大且具有很大的设计灵活性^[70]。

(2) 硬件过流保护电路

图 5-4 为控制器硬件过流保护电路，选用 TI 公司型号为 LMV393QDRQ1 的双通道比较器做过流保护，当采集的电机相电流信号超过比较器的上下阈值时，其输出信号会翻转成低电平，从而向 DSP 上报过流信号。当 DSP 接收到过流信号后，会立刻禁止 PWM 信号的输出。



其中,主控制器供电选用型号为URB2415YMD-20WR3的宽电压输入模块,输入直流电压范围在9~36V,输出电压为15V,其1500V隔离耐压与20W功率容量可覆盖极端工况下的电压波动,具备输入电压欠压保护、输出短路、过压、过流保护等功能。针对旋变解码器调理电路,选用型号为URB2412-10WR3的电源模块为控制板提供6W的功率。另外,选用型号为采用URB2405-20WR3的供电模块为控制板提供15W的功率,同时为DSP、采样电路及电流传感器等供电。

(4) 采样电路

在永磁电机PWM整流发电系统的双闭环控制架构中,电压电流采样精度直接影响矢量控制算法的动态性能。控制器选用型号为LEM HAH1DRW 600-S的闭环式霍尔电流传感器作为相电流检测单元,在+5V供电条件下,输出信号电压范围0.5~4.5V。

电机相电流采样调理电路如图5-6所示,采用阻抗适配-动态保护-数字滤波协同优化方案。其中CWTN_M1为霍尔传感器的输出信号,是电机相电流成比例缩小的正弦波信号,该信号经电阻分压后传到DSP芯片的模拟数字转换器接口,在信号链路中集成BAV199快恢复双二极管构成双向电压箝位结构,避免前级电路故障损坏后级的关键芯片。

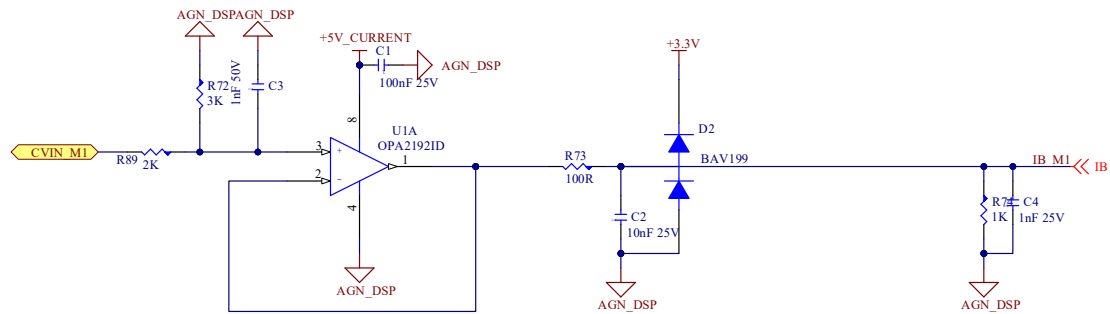


图 5-6 电机相电流采样调理电路

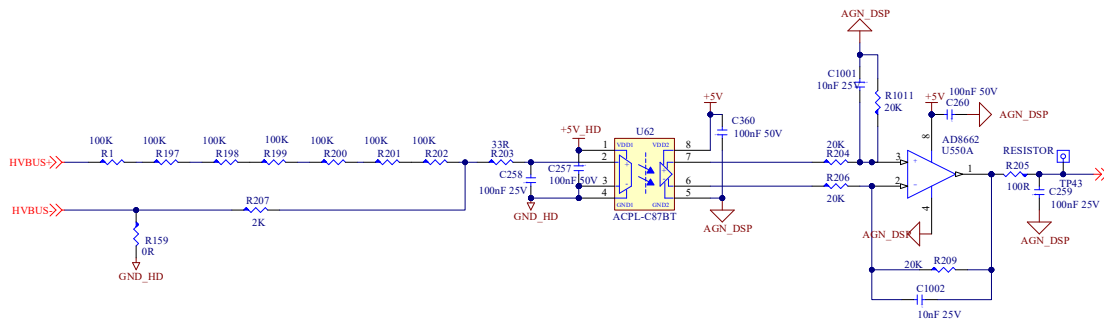


图 5-7 直流母线电压采样调理电路

图 5-7 为直流母线电压的采样调理电路,HVBUS+和HVBUS-是霍尔传感器

的输出信号，分别对应直流母线正负极电压。这些信号与控制器直流侧的电压成比例，并且通过霍尔传感器提供的线性关系转换为电流或电压信号。

HVBUS+和 HVBUS-再经过多个电阻分压后，输入到型号为 ACPL-C87BT 的精密微型隔离放大器进行处理，随后该信号被传输至主控芯片进行后续的控制环路运算。

(5) CAN 通讯电路

控制器局域网(Controller Area Network, CAN)是一种主要针对汽车行业的串行通信协议。CAN 通信相比传统通信方式只需要一对双绞线就可完成数据之间的传递，另外 CAN 通信具备强大的错误检测和恢复能力，保证了设备之间数据传递的可靠性。

本文所使用的电机控制器与上位机之间的通讯主要由两路 CAN 通讯组成，一路作为通讯 CAN，一路作为调试 CAN。

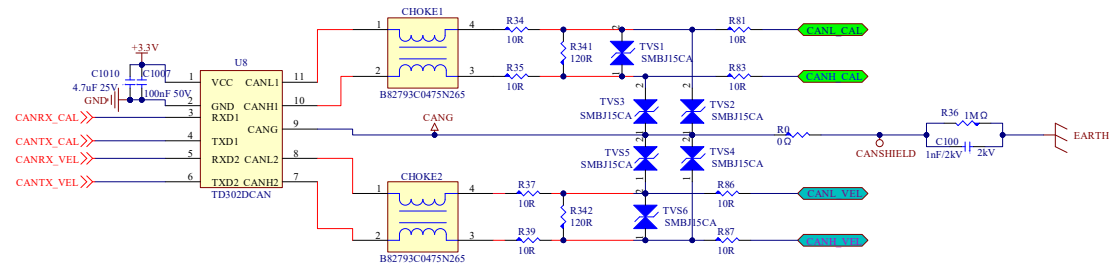


图 5-8 CAN 通讯电路

图 5-8 为 CAN 通讯电路，该电路采用双路通用型 CAN 隔离收发模块 TD302DCAN，并且配置了型号为 B82793C0475N265 的共模电感、型号为 SMBJ15CA 的 TVS 管及适配电阻。共模电感的作用是抑制共模干扰，TVS 管与 120Ω 适配电阻可以有效地保护 CAN 通讯线路中的元器件。

(6) 位置解码电路

旋变解码芯片 AU6802N1 及其外围电路部分原理图如图 5-9 所示，该芯片产生一路励磁信号并反馈进行自检，采集两路旋变正余弦位置信号，通过总线通讯将解码的位置信号发送给主控芯片。

该芯片内置异常检测功能，励磁电压采用双电源推挽放大电路，有效减少了励磁信号部分的电路复杂程度。并且在励磁信号、正弦信号、余弦信号等线路上配置了共模电感 B82793C0475N265 及其它滤波电容，确保该部分电路可靠工作。

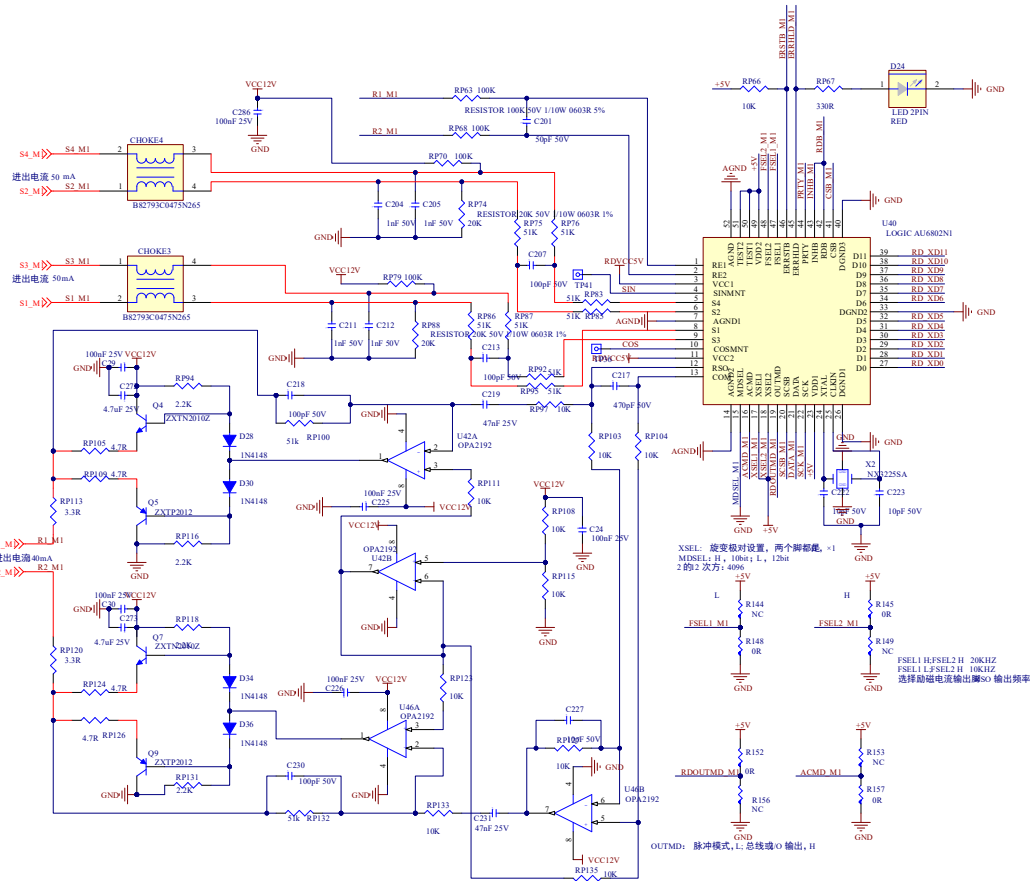


图 5-9 旋变解码电路

5.3 控制系统软件设计

(1) 软件架构设计

当发电系统控制器硬件部分搭建完成后，接下来就是设计软件部分，来完成最终的实验验证。发电系统的软件设计是在软件 Code Composer Studio (CCS)上完成的，CCS 是 TI 公司专门为 TI 微处理器和 DSP 芯片提供专业的编程、调试和分析的工具。

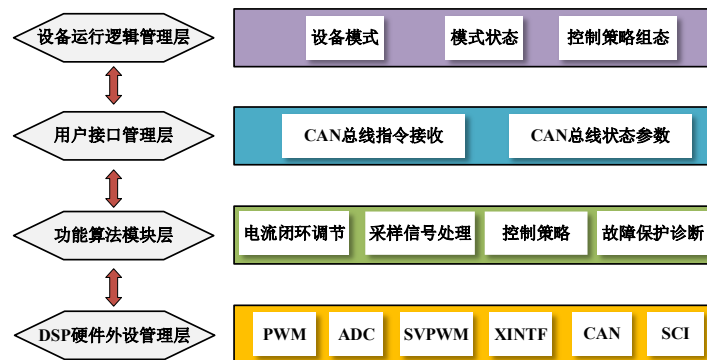


图 5-10 软件架构划分

如图 5-10 所示，软件架构设计采用分层式结构，主要分为设备运行逻辑管

理层、DSP 硬件外设管理层、功能算法模块层、用户接口管理层共 4 层。

(2) 主程序设计

控制系统的主程序流程图如图 5-11 所示，将编译后的程序烧写至 DSP 芯片中后，控制器在上电或者进行复位之后，首先会进行初始化操作，其中包括寄存器、中断程序、控制函数等模块；然后禁止串口发送，并执行使能看门狗等一系列操作；最后调用 CAN 发送函数。

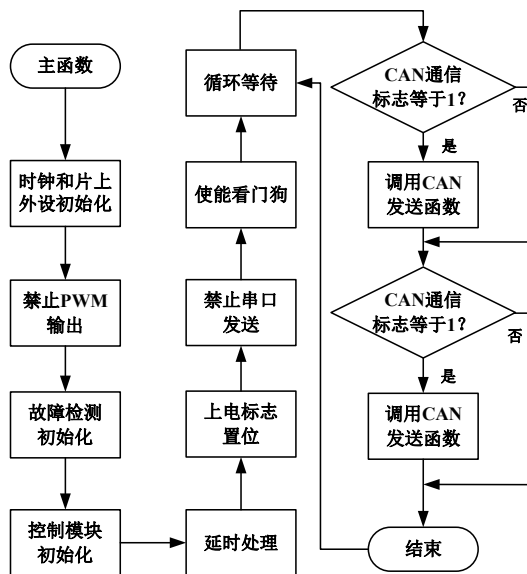


图 5-11 主程序流程图

(3) 中断服务程序设计

电机控制器的中断服务程序流程图如图 5-12 所示，从图中可以看出中断开始后，首先进行的是电压电流的采样工作，紧接着判断是否存在系统故障；若无故障状态，则进入下一个环节，开始对采样到的电压电流进行坐标变换，进而完成矢量控制算法，生成开关管的驱动信号；若存在故障，系统将立刻锁死 ePWM 输出，保护控制器电路。

SVPWM 调制流程图如图 5-13 所示，其主要功能是将三相逆变器看作为可控矢量源，通过精确控制功率开关器件的通断时序和占空比，动态合成幅值与方向可控的空间电压矢量。从图 5-13 中可以看出，SVPWM 调制的主要过程包括电压矢量扇区位置的判定、电压矢量作用时间的计算以及电压矢量切换点的确定，最后输出 PWM 信号，从而驱动功率开关器件。

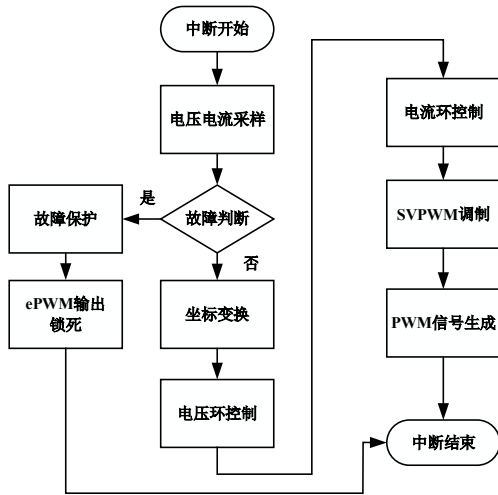


图 5-12 中断服务程序流程图

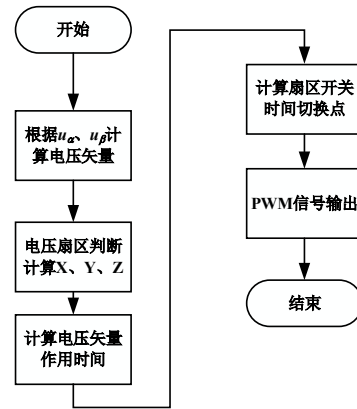


图 5-13 SVPWM 调制流程图

5.4 发电系统实验测试

首先通过上位机指令启动原动机转速至 300rpm，待稳态后使能发电机控制器，发电系统切换至 PWM 可控整流模式；然后待转速提升至 1200rpm 并建立 270V 直流母线电压；最终，通过直流负载箱完成 5kW 突加/突卸负载实验测试。

图 5-14 为发电系统使用双闭环 PI 控制时的实验结果。在电机 300rpm 前，对应的不控整流输出电压约为 36V；当触发使能后，可以明显地看出当前直流母线电压 u_{dc} 与电机相电流 i_a 的冲击非常大，电压冲击约 140V，电流将近 56A，并且直流母线电压的恢复性能很差。当发电指令从 50V 变为 80V 时，可以看出整个过程时间长达 800ms。

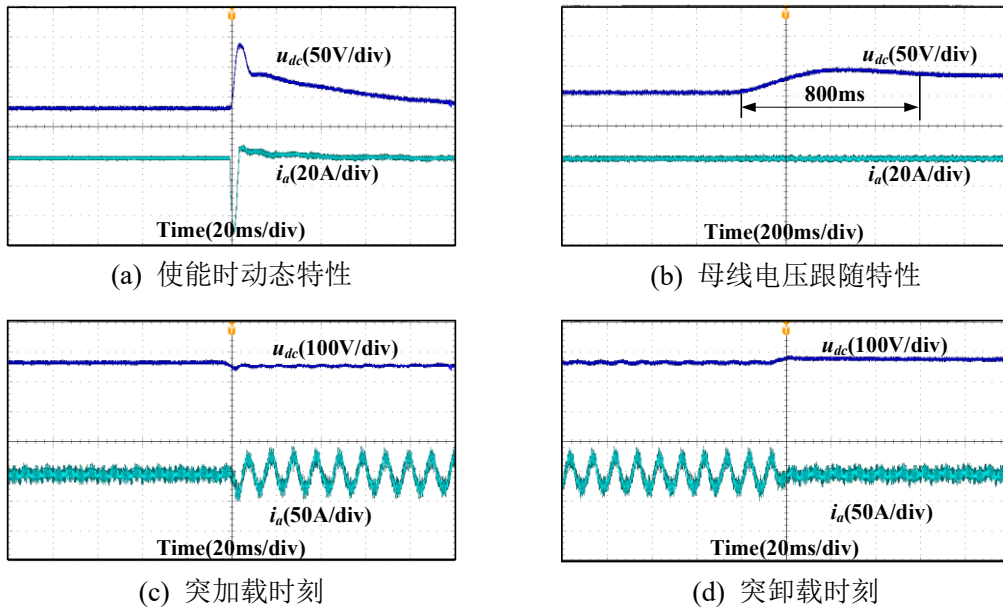


图 5-14 PI 控制时发电系统实验结果

图 5-15 与图 5-16 分别为发电系统使用电流环 IMC 控制与电压环传统 ADRC

控制的实验结果。当发电系统使用电流环 IMC 控制，在电机使能时的直流母线电压冲击约为 86V，相电流冲击约为 24A；当发电指令从 50V 突加至 80V 时，母线电压的跟随时间为 380ms。发电系统使用电压环传统 ADRC 控制，在电机使能时的直流母线电压冲击约为 70V，相电流冲击约为 18A；当发电指令从 50V 突加至 80V 时，母线电压的跟随时间为 388ms。

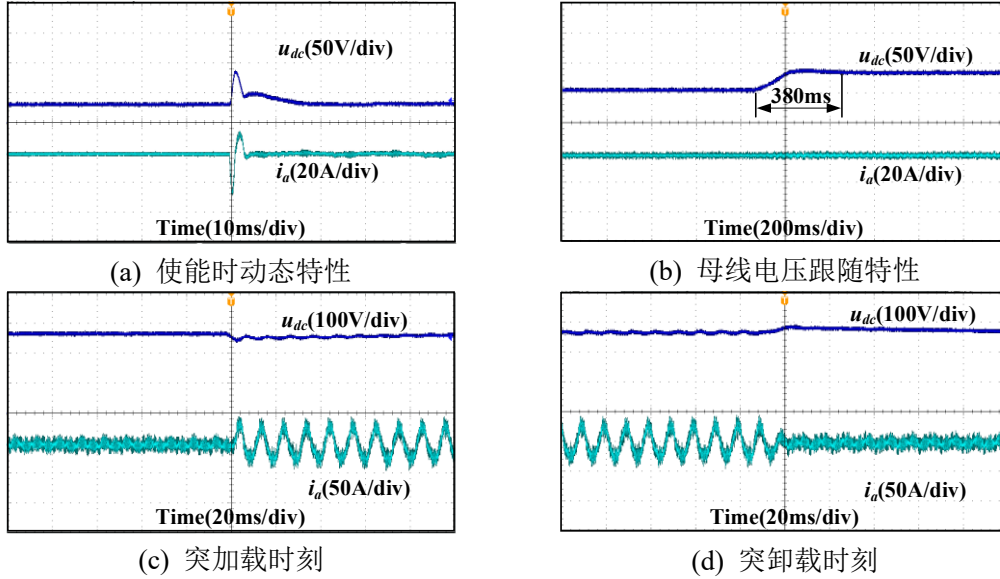


图 5-15 IMC 控制时发电系统实验结果

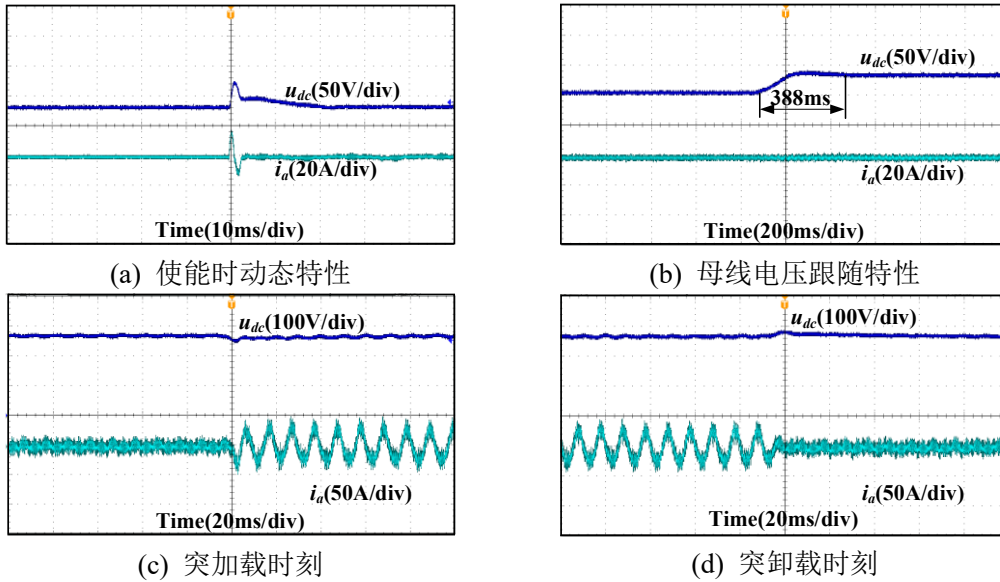


图 5-16 传统 ADRC 控制时发电系统实验结果

图 5-17 与图 5-18 分别为发电系统使用电流环 TDOF 控制与电压环改进 ADRC 控制的实验结果。当发电系统使用电流环 TDOF 控制，在电机使能时的直流母线电压冲击约为 69V，相电流冲击约为 10A；为了突出本文所提控制方法的有效性，空载时将发电指令从 70V 突加至 110V，可以看出母线电压的跟随时间为 235ms。发电系统使用电压环改进 ADRC 控制，在电机使能时的直流母线电

压冲击约为 72V，相电流冲击约为 9A；当发电指令从 70V 突加至 110V 时，母线电压的跟随时间为 233ms。

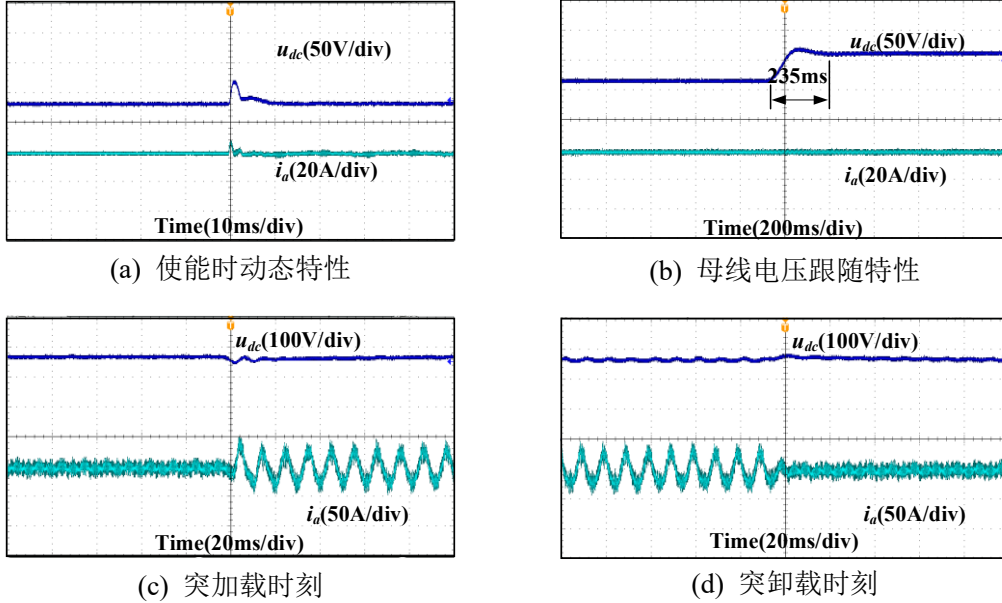


图 5-17 TDOF 控制时发电系统实验结果

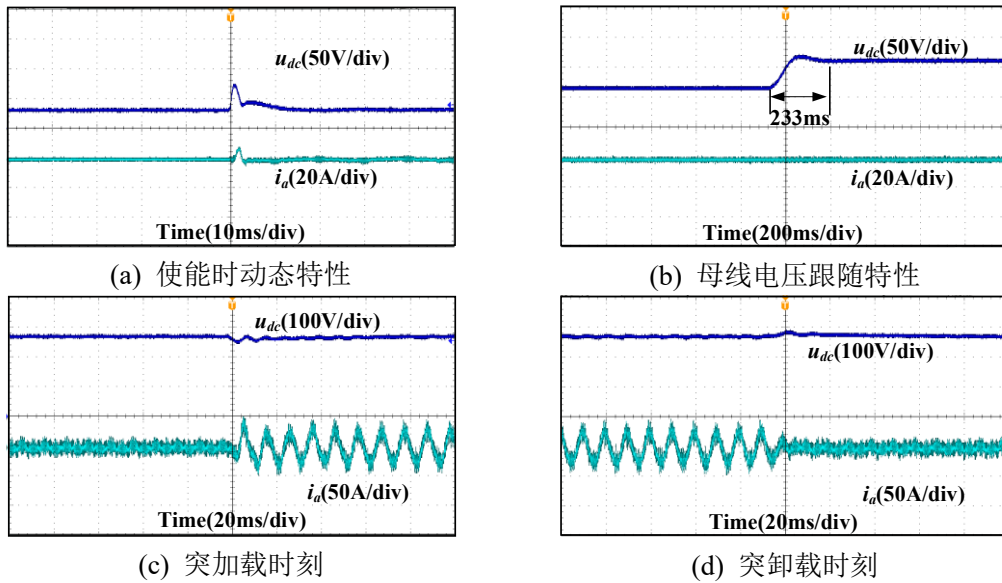


图 5-18 改进 ADRC 控制时发电系统实验结果

与 PI 控制相比，可以看出在 TDOF 控制下，直流母线电压和相电流的冲击小，直流母线电压可以快速地跟随指令值，主要是 TDOF 控制器中的 $C_1(s)$ 对指令电压具有缓冲作用，能够减小电流冲击，从而降低直流母线电压的冲击。同时，电压环使用传统 ADRC 或改进 ADRC 控制时，均可以提高直流母线电压在指令变化时的跟随特性，缩短了发电系统建压过程的时间。

为了更好的分析永磁电机 PWM 整流发电系统在使用不同控制方法下，负载突变时直流母线电压的动态性能。根据图 5-14 至图 5-18 所示的实验结果，针对

发电系统负载突变时直流母线电压的响应时间 RT 与电压波动值 DVV 进行动态性能对比，其结果如表 5-2 所示。

表 5-2 不同控制方法下直流母线电压的动态性能比较

控制方法	工况	1200rpm/5kW	
		RT(ms)	DVV(V)
PI	加载	24	35
	卸载	26	23
IMC	加载	18	32
	卸载	16	19
传统 ADRC	加载	13	29
	卸载	14	16
TDOF	加载	10	26
	卸载	12	11
改进 ADRC	加载	9	27
	卸载	13	12

由表 5-2 可知，在发电系统突加/卸负载时，使用电流环 TDOF 或电压环改进 ADRC 控制方法时，直流母线电压能够快速稳定在 270V，且电压波动较小。通过与基于双闭环 PI 控制的永磁电机 PWM 整流发电系统实验结果对比可得：在加载过程中，电流环 TDOF 控制的响应时间缩短了 58.33%，电压跌落量减少了 25.71%，电压环改进 ADRC 控制的响应时间缩短了 62.5%，电压跌落量减少了 22.86%；在卸载过程中，电流环 TDOF 控制的响应时间缩短了 53.85%，电压超调量减少了 52.73%，电压环改进 ADRC 控制的响应时间缩短了 50.54%，电压跌落量减少了 47.83%。

由此可见，本文所提的两种高性能发电控制方法提高了发电系统直流侧负载突变时直流母线电压的动态特性，具有较强的抗干扰能力与鲁棒性。

5.5 本章小结

本章搭建了永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台，控制器采用型号为 TMS320F28335 的 DSP 芯片作为主控芯片，并基于本文所提的发电系统高性能发电控制技术编写软件程序。最后，在此基础上开展实验验证，实验结果表明了本文所提的电流环 TDOF 和电压环改进 ADRC 控制，与双闭环 PI 控制相比较，发电系统直流母线电压在负载突变时具有更好的动态性能。

第 6 章 结论与展望

6.1 全文总结

永磁发电机凭借其高功率密度、高效率、高功率因数等优点，与三相电压型 PWM 整流器结合而成的发电系统，在航空高压直流电源系统中具有显著的应用前景与研究价值。然而，双闭环传统 PI 控制难以满足发电系统在负载突变时直流母线电压的动态性能。本文针对永磁电机 PWM 整流发电系统高性能发电控制技术展开研究，主要工作内容和结论如下：

(1) 介绍了多/全电飞机在我国航空领域研究中的重要意义，点明了航空高压直流电源系统在飞机主电源系统中的应用价值，分析了由永磁发电机与 PWM 整流器构成的发电系统在航空高压直流电源系统中的研究意义，接着对三相电压型 PWM 整流器与高性能发电控制技术的研究现状进行了归纳总结。

(2) 介绍了发电系统的负载类型以及建立了发电系统拓扑结构，分析了发电系统的工作原理。推导了永磁发电机与 PWM 整流器在 dq 轴坐标系下的数学模型，阐述了空间矢量脉宽调制策略的基本原理与算法实现。基于发电系统电压环和电流环的传递函数分析，设计了 PI 调节器的参数整定方法。在此基础上，搭建了永磁电机 PWM 整流发电系统双闭环 PI 控制仿真模型，验证了所建模型的正确性。最后，分析了发电系统的运行特性，为后续研究提供了理论依据。

(3) 针对 PI 控制对电机参数依赖性强的问题，本文提出一种基于内模原理设计的二自由度控制器，并应用于发电系统的电流环中。首先对内模控制的原理进行了分析，针对电机相电流在 dq 轴坐标系下的分量存在交叉耦合的现象，设计了电流环内模解耦控制器。但内模解耦控制器在系统动态响应与扰动抑制之间存在难以协调的问题，本文将内模原理与设定值滤波器型二自由度控制原理相结合设计了电流环二自由度控制器，该控制器具有两组可调参数，分别用于调节发电系统直流母线电压的跟随性能和抗干扰性能。

(4) 针对发电系统具有模型不确定性强、非线性度高的问题，本文提出一种基于非线性 *newfal* 函数的改进自抗扰控制器，并应用于发电系统的电压环中。首先介绍了自抗扰控制的基本原理和组成架构，根据发电系统直流侧功率守恒关系，

设计了电压环自抗扰控制器。针对传统自抗扰控制中的非线性 *fal* 函数在特征点连续不可导的问题，提出一种基于非线性 *newfal* 函数的电压环改进自抗扰控制器，提高了发电系统负载突变时直流母线电压的系统鲁棒性和动态性能。

(5) 搭建了基于 TMS320F28335 的永磁电机 PWM 整流发电系统实验平台，完成了软件程序编写。通过实验对比，验证了本文所提高性能发电控制技术的可行性与有效性。实验结果表明，发电系统使用电流环二自由度控制器或电压环改进自抗扰控制器时，均可提高负载突变时直流母线电压的动态性能和系统鲁棒性。

6.2 后续工作展望

本文主要针对永磁 PWM 整流电机发电系统高性能发电控制技术展开研究，由于个人能力有限，以及受研究条件与现有资源的影响，本课题还存在很多不足，相关问题可以做进一步的研究和实践：

(1) 本文只考虑永磁发电机工作在基速以下，没有考虑到永磁发电机高速运行的发电工况，后续可将弱磁控制与上述所提的高性能发电控制技术相结合，实现发电系统宽转速发电的需求。

(2) 本文所搭建的实验平台是通过安装在电机内部的位置传感器获取位置信号进行坐标变换的，但是在某些特定场合，安装位置传感器会增加系统的体积与重量。因此，后续可研究永磁电机 PWM 整流发电系统的无位置发电控制技术。

(3) 本文所研究的永磁电机 PWM 整流发电系统，在负载类型上仅考虑纯阻性负载对发电系统动态性能的影响，尚未涵盖如蓄电池、阻感性等非线性负载的应用。所以，后续可深入研究基于非线性负载的永磁电机 PWM 整流发电系统高性能发电控制技术。

参考文献

- [1] 国务院印发《2030年前碳达峰行动方案》[N]. 新华每日电讯, 2021-10-27(004).
- [2] Ronanki D, Williamson S S. Modular multilevel converters for transportation electrification : Challenges and opportunities[J] . IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 399-407.
- [3] 沈颂华. 航空航天器供电系统[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [4] 曾庆吉. 航空高压直流电源系统发展趋势与启示[J]. 电子制作, 2020, (Z2): 19-20+92.
- [5] 张卓然, 于立, 李进才, 等. 飞机电气化背景下的先进航空电机系统[J]. 南京航空航天大学学报, 2017, 49(05): 622-634.
- [6] 严仰光, 秦海鸿, 龚春英等. 多电飞机与电力电子[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(01): 11-18.
- [7] Avery C R, Burrow S G, Mellor P H. Electrical generation and distribution for the more electric aircraft[C]//2007 42nd international universities power engineering conference. IEEE, 2007: 1007-1012.
- [8] 陈卫华. 飞机 270V 高压直流供电系统结构及仿真技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
- [9] 宋克岭, 张保仓. 永磁同步发电机可控整流发电系统电机参数设计研究[J]. 微电机, 2017, 50(10): 23-28.
- [10] 曹凯炜. 永磁同步发电机的 PWM 整流技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2014.
- [11] 漆文睿. 永磁同步发电机 PWM 整流系统控制策略研究[D]. 上海: 上海电机学院, 2019.
- [12] Qazalbash A A, Sharkh S M, Irenji N T, et al. Rotor eddy current power loss in permanent magnet synchronous generators feeding uncontrolled rectifier loads[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(6): 1-9.
- [13] 张朝阳, 许峻峰, 刘雄. 永磁同步风力发电机高性能弱磁控制策略研究[J]. 大功率变流技术, 2013, (03): 62-65.
- [14] 周文壮. 航空永磁同步电机起动/发电系统控制策略研究[D]. 江苏: 江苏大

- 学, 2023.
- [15]黄健, 王晨, 江明, 等. 航空永磁同步发电机系统改进型电压反馈弱磁控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(07): 2521-2532.
- [16]GJB181B-2012, 飞机供电特性[S].
- [17]Zhao J, Jiang Q S. Research on a new control strategy for three-phase current-source PWM rectifier[C]//2017 Eighth International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP). IEEE, 2017: 157-161.
- [18]Zhang X, Liu C, Zhang Y, et al. Control strategy of three-phase PWM rectifier based on improved double closed loop sliding mode control[C]//2023 IEEE 2nd International Conference on Electrical Engineering, Big Data and Algorithms (EEBDA). IEEE, 2023: 135-138.
- [19]梅杨, 孙凯, 黄震. 二极管中点钳位型三电平逆变器—交流电机调速系统的高精度建模与分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(06): 200-207.
- [20]徐文希, 郭强, 贾勇, 等. Vienna 整流器改进无差拍混合控制策略研究[J]. 电气工程学报, 2024, 19(03): 159-168.
- [21]Green A W, Boys J T, Gates G F. 3-phase voltage sourced reversible rectifier[C]//IEE Proceedings B (Electric Power Applications). IEE, 1988, 135(6): 362-370.
- [22]Wu R, Dewan S B, Slemon G R. Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control[J]. IEEE Transactions on industry Applications, 1991, 27(2): 355-364.
- [23]Rim C T, Hu D Y, Cho G H. Transformers as equivalent circuits for switches: General proofs and DQ transformation-based analyses[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(4): 777-785.
- [24]Fan S, Zhao W, He L, et al. A novel indirect current control for single-phase PWM rectifier at low switching frequency[C]//The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. IEEE, 2010: 288-291.
- [25]程启明, 程尹曼, 薛阳, 等. 三相电压源型 PWM 整流器控制方法的发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(03): 145-155.

- [26]姚绪梁,王旭,冯泽文.改善三相电压型 PWM 整流器动态性能的研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1): 169-175.
- [27]丁慧慧,陈剑,史经丛,等.三相电压型 PWM 整流器改进的不平衡控制策略[J]. 电力电子技术, 2016, 50(01): 15-18.
- [28]王晓远,高鹏,赵玉双.电动汽车用高功率密度电机关键技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(06): 53-59.
- [29]徐旭明.永磁同步电机矢量控制系统开发[D]. 南京:南京航空航天大学, 2014.
- [30]王健健.永磁同步电机矢量控制电流环设计[J]. 仪器仪表用户, 2019, 26(04): 28-30+27.
- [31]姚博炜,刘志军,王国栋,等.车用永磁同步电机最大转矩电流比控制研究[J]. 微特电机, 2023, 51(05): 55-60.
- [32]郑翔,郗园,张磊,等.永磁同步电机弱磁控制方法综述[J]. 自动化应用, 2019, (12): 1-3+6.
- [33]Takahashi I, Noguchi T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry applications, 1986 (5): 820-827.
- [34]Chinchilla M, Arnaltes S, Burgos J C. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid[J]. IEEE Transactions on energy conversion, 2006, 21(1): 130-135.
- [35]Athab H S. A duty cycle control technique for elimination of line current harmonics in single-stage DCM boost PFC circuit[C]//TENCON 2008-2008 IEEE Region 10 Conference. IEEE, 2008: 1-6.
- [36]Kim G S, Youn M J. Approximate gain-phase margin PI controller for direct drive PM synchronous motors[J]. Electronics Letters, 2002, 38(23): 1487-1489.
- [37]夏加宽,史世友,王婧妍,等.基于两级稳压的航空永磁起发电机发电控制[J]. 电气应用, 2019, 38(3): 41-46.
- [38]赵文祥,郝亮,和阳,等.双三相永磁同步发电机直流母线无电流传感器稳压控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(10): 3995-4005.
- [39]Huang J, Zhang Z, Han J. Stability analysis of permanent magnet generator system

- p with load current compensating method[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2021, 13(1): 58-70.
- [40] 国敬, 范涛, 温旭辉, 等. 永磁同步发电机宽转速范围稳压控制研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(11): 56-58.
- [41] 甘志伟, 王云冲, 缪冬敏, 等. 不同负载下变速永磁同步发电机系统稳压控制的研究[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(02): 72-78.
- [42] 缪冬敏, Johan Gyselinck, 沈建新. 变速永磁同步发电机系统稳压控制(连载之五)直接电压控制在发电机系统中的应用[J]. 微电机, 2021, 54(10): 1-6+37.
- [43] 郝亮, 赵文祥, 吉敬华, 等. 交轴电流计算与电容储能反馈的双三相永磁同步发电机系统稳压控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(02): 353-364.
- [44] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 永磁同步电机直接功率控制基本原理[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 21-26.
- [45] Wang Q, Zhu L, Luo X, et al. Dual model predictive torque control (Dual-MPC) of PMSM based on generalized double vectors[C]//2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2019: 1-4.
- [46] 唐旭, 储剑波. 一种改进型永磁同步电机模型预测电流控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(12): 13-20.
- [47] 于艳君, 崔明恺, 柴凤. 双绕组永磁同步电机滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5799-5807.
- [48] Zhang N, Guo K, Guo Y. Research on Low Speed Operation of PMSM Based on Improved Non-singular Fast Terminal SMC[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2024.
- [49] Xinda S, Bangcheng H, Shiqiang Z. Sensorless direct power control for high-speed PMSM based on high-precision rotor position estimation[C]//2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2017: 1-5.
- [50] 牛里, 杨明, 刘可述, 等. 永磁同步电机电流预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(06): 131-137.
- [51] Zhang M, Li Y, Liu F, et al. Voltage stability analysis and sliding-mode control

- p>method for rectifier in DC systems with constant power loads[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1621-1630.
- [52]沈建新, 缪冬敏. 变速永磁同步发电机系统及控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(03): 1-8.
- [53]袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [54]王一凡, 石一磐, 孙国强, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究[J]. 微电机, 2024, 57(09): 14-21.
- [55]华晓萍, 王奔, 孟凌凌, 等. 空间电压矢量 PWM 算法的 SIMULINK 仿真实现[J]. 电气开关, 2006, (03): 26-28+31.
- [56]Altintas G, Kocabas D A. Extended overmodulation operation of space vector PWM for traction motor control at low switching frequency[J]. IEEE Access, 2022, 10: 120274-120284.
- [57]Khalid M, Mohan A. Performance analysis of vector controlled PMSM drive modulated with sinusoidal PWM and space vector PWM[C]//2020 IEEE International Power and Renewable Energy Conference. IEEE, 2020: 1-6.
- [58]曾成, 张维. 内模控制在永磁同步电机中的应用[J]. 电工电气, 2018, (06): 1-9.
- [59]Saxena S, Hote Y V. Load frequency control in power systems via internal model control scheme and model-order reduction[J]. IEEE transactions on power systems, 2013, 28(3): 2749-2757.
- [60]Campos-Gaona D, Moreno-Goytia E L, Anaya-Lara O. Fault ride-through improvement of DFIG-WT by integrating a two-degrees-of-freedom internal model control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(3): 1133-1145.
- [61]赵志城, 文新宇. 内模控制及其应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012
- [62]黎庆发. 永磁同步电机内模控制技术研究[D]. 广东: 广东工业大学, 2014.
- [63]刘德华. 永磁同步电机内模控制策略的研究[D]. 辽宁: 沈阳工业大学, 2021.
- [64]朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.

- [65]Cao H, Deng Y, Zuo Y, et al. Improved ADRC with a cascade extended state observer based on quasi-generalized integrator for PMSM current disturbances attenuation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 10(1): 2145-2157.
- [66]崔晓光. 基于自抗扰控制技术的永磁同步电机速度控制研究[D]. 山东: 山东大学, 2013.
- [67]韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, (03): 13-18.
- [68]Xie J, Wei W, Liao P, et al. Design of ADRC controller for induction motor based on improved fal function[C]//2022 14th International Conference on Advanced Computational Intelligence (ICACI). IEEE, 2022: 216-220.
- [69]廖兴勇, 李智. 基于改进 fal 函数 ADRC 算法的直升机姿态控制研究[J]. 电子制作, 2024, 32(07): 108-112+22.
- [70]顾卫钢, 郭巍, 张蔚, 等. 手把手教你学 DSP-基于 TMS320F28335 的应用开发及实战 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2020.

攻读学位期间发表的学术论文目录

攻读硕士学位期间发表（录用）论文情况

- [1] **Xu L**, Huang J, Chen L. Dynamic Performance Enhancement of DC-link voltage for Aircraft Permanent Magnet Generator System with Two-Degrees-of-Freedom control[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2023: 479-484.
- [2] **徐琳**, 黄健, 江明, 等. 基于复合控制的航空永磁电机发电系统动态性能研究[J]. 安徽工程大学学报 (已录用)

致谢

时光匆匆，如白驹过隙，我的硕士生涯即将画上句号。在这宝贵的学习时光里，我收获了知识，也收获了成长，心中满是感恩。

首先，特别感谢我的导师，黄健老师。从论文的选题、框架搭建到内容撰写，每一个环节您都给予了悉心的指导和耐心的教诲。当我在研究中遇到困难和挫折时，您总是鼓励我坚持不懈，让我重新燃起斗志；当我取得一点成绩时，您又提醒我戒骄戒躁，保持谦逊。您的言传身教，不仅让我在学术上有所进步，更让我学会了如何做人、做事。在课题的研究过程中，我还得到了课题组王晨老师和南京航空航天大学韩建斌博士的悉心教导。王晨老师无论在小论文撰写还是大论文排版上，都给了我丰富的指导意见。韩建斌博士在工程项目上教会了我很多，您丰富的工程经验和精益求精的工作态度，是我学习的榜样。在此向三位老师致以衷心的感谢和崇高的敬意。

其次，我要感谢课题组的同学们，在这个充满活力和创新的团队中，我感受到了团结的力量和合作的乐趣。感谢程龙、顾宇彬、刘杰、李凯、刘云鹏的帮助，与你们共同探讨学术问题，分享实验心得，让我收获颇多。感谢徐慧琴、王飞、陈龙、张海龙、朱海露、逯彦博、董田宇、陆文等师弟师妹们的帮助。当我感到疲惫和迷茫时，你们的鼓励和支持让我重新振作起来。我们一起欢笑，一起奋斗，这些美好的回忆将永远珍藏在我心中。

然后，我还要感谢我的爸爸妈妈和妹妹，你们是最坚实的后盾和最温暖的港湾。在我求学的道路上，你们给予了我无尽的关爱和支持，无论是生活上的照顾，还是精神上的鼓励，都让我倍感温暖和安心。

最后，向所有参与论文评审和答辩的专家和老师们表示衷心的感谢。

“路漫漫其修远兮，吾将上下而求索”，硕士生涯的结束，是我人生新的起点。在未来的日子里，我将带着这份感恩之心，继续努力前行，不断追求自己的梦想，为社会做出自己的贡献。

徐琳

2025年3月20日

尚德敏学 唯实惟新

