

分类号: TM351

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220320194



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 不平衡负载下永磁电机交流发
电系统转矩脉动抑制技术研究

论 文 作 者 程龙

校 内 导 师 黄健

校 外 导 师 吕其丰

专业学位类别 电子信息

研究方向 (领域) 车载逆变电源控制技术

论文提交日期: 2025 年 5 月 16 日

分类号: TM351

单位代码: 10363

密 级: 公开

学 号: 2220320194

题 目 不平衡负载下永磁电机交流发电系统

转矩脉动抑制技术研究

题 目 RESEARCH ON THE SUPPRESSION OF
TORQUE RIPPLE IN PERMANENT MAGNET
MOTOR AC GENERATOR SYSTEM UNDER
UNBALANCED LOAD

学 生 姓 名: 程龙

校 内 导 师: 黄健

校 外 导 师: 吕其丰

专业学位类别: 电子信息

研究方向(领域): 车载逆变电源控制技术

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：程龙

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：

程龙

指导教师签名：

王峰

日期： 2025 年 5 月 16 日

日期： 2025 年 5 月 16 日

不平衡负载下永磁电机交流发电系统 转矩脉动抑制技术研究

摘 要

随着科技的不断发展，人们日常生活和工作中，电力供应的稳定性至关重要。自然灾害、设备故障或人为失误导致电力供应出现中断的情况，应急发电机组能够提供不间断的电力供应，成为不可或缺的备用电源设备。新型应急发电系统将永磁电机和背靠背变换器结合，具备永磁电机和背靠背变换器共同的优点，能够控制发电机转速、输出电压、输出频率等，降低了应急发电机组油耗、减小了噪声、提高了功率密度，具有广阔的应用前景。由于不断增多的负载种类，尤其在三相系统不平衡负载下，应急发电机组存在输出电压电流不对称、电机电磁转矩脉动增大等问题。针对不平衡负载带来的一系列问题，本文从永磁电机交流发电系统转矩脉动抑制、平衡输出电压等方面展开研究。

首先，分析不同坐标下永磁电机的数学模型和坐标变换的原理。基于永磁电机交流发电系统的拓扑结构，建立了永磁电机及脉宽调制（Pulse Width Modulation, PWM）整流器在 dq 坐标系下的数学模型，并阐述了矢量控制策略和空间矢量脉宽调制（Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM）技术的基本原理。建立了三相四桥臂逆变电路的数学模型，详细介绍了基于交替零序分量注入的正弦脉宽调制（Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM）技术。提出了交流侧双闭环控制策略，分析了负载电流电压前馈对交流输出动态性能的影响，并通过仿真验证了双闭环控制策略的有效性。

其次,根据电力系统对负载类型的划分,通过仿真对比了感性负载、容性负载和阻性负载基础负载电压电流的特性,并对比了非线性负载和不平衡负载特殊类型负载的电压电流特性。其中感性负载、容性负载和非线性负载在上电瞬间存在很大的电流冲击,影响交流发电系统的使用寿命,非线性负载在稳定运行时电压和电流均会产生畸变,影响系统电能质量,但只需增加预充电路和滤波环节,就能解决冲击电流和电压电流畸变。而不平衡负载下负载功率存在二倍频分量,引起直流母线电压二倍频波动,并加剧永磁电机电磁转矩脉动,降低永磁电机的使用寿命。针对不平衡负载下永磁电机转矩脉动问题,推导了电机电磁转矩和直流母线电压的联系。因此,本文提出了一种基于三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略,分析了陷波滤波器的基本原理,建立了三参数陷波滤波器整流侧的数学模型,通过仿真对比了一般陷波滤波器、三参数陷波滤波器和自抗扰控制器电机电磁转矩脉动的抑制效果,验证了三参数陷波滤波器抑制转矩脉动效果最优。

最后,搭建了永磁电机交流发电系统的实验平台,根据国家军用电站通用标准对不平衡负载的规定,验证了不同不平衡度下三参数陷波滤波器对转矩脉动的抑制效果,对比了在 7.5kW 的三相负载下,加入 2kW、3kW 和 4kW 的单相负载,转矩脉动分别抑制了 55%、62.5%和 59%。验证了增大和减小 10 倍的陷波滤波器控制参数,转矩脉动抑制了 55%和 60%。结果表明了三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略的可靠性。

关键词: 应急发电, 永磁电机交流发电系统负载特性, 不平衡负载, 陷波滤波器, 转矩脉动

RESEARCH ON THE SUPPRESSION OF TORQUE RIPPLE IN PERMANENT MAGNET MOTOR AC GENERATOR SYSTEM UNDER UNBALANCED LOAD

ABSTRACT

With the continuous development of technology, the stability of the power supply is vital in people's daily lives and work. Emergency power generation units can prevent interruptions in power supply caused by natural disasters, equipment failures, or human errors, which become indispensable backup power supply equipment. The new type of emergency power generation system combines permanent magnet motors and back-to-back converters, possessing the advantages of both permanent magnet motors and back-to-back converters, and can control the rotational speed of the generator, output voltage, output frequency, etc., reducing the fuel consumption of emergency power generation units, reducing noise and improving power density. It has broad application prospects. Due to the increasing types of loads, especially in three-phase systems with unbalanced loads, emergency power generation units have problems such as asymmetric output voltage and current and increased electromagnetic torque ripple of the motor. To address a series of issues brought about by unbalanced loads, this paper researches aspects such as torque ripple suppression of the AC power generation system of permanent magnet motors and balancing output voltage.

Firstly, the mathematical models of permanent magnet motors under different coordinate systems and the principles of coordinate transformation are analyzed. Based on the topological structure of the AC power generation system of the permanent magnet motor, the mathematical models of the permanent magnet motor

and the Pulse Width Modulation (PWM) rectifier in the dq-axis coordinate system are established, and the basic principles of vector control strategy and Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) technology are expounded. The mathematical model of the three-phase four-bridge arm inverter circuit is established, and the Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) technology based on injecting alternate zero-sequence components is introduced in detail. The AC-side double closed-loop control strategy is proposed, the influence of the load current and voltage feedforward on the dynamic performance of the AC output is analyzed, and the effectiveness of the double closed-loop control strategy is verified through simulation.

Secondly, based on the power system's classification of load types, the base load voltage characteristics and current for inductive loads, capacitive loads, and resistive loads were compared through simulation. Moreover, the voltage and current characteristics of non-linear loads and unbalanced loads, which are special types of loads, were also compared. Among them, inductive loads, capacitive loads, and non-linear loads have significant current surges at the moment of power-on, which affect the service life of the AC power generation system. Non-linear loads distort both voltage and current during stable operation, which affects the power quality of the system. However, by simply adding a pre-charge circuit and a filtering stage, the current surges and voltage-current distortion can be solved. On the other hand, unbalanced loads have a double-frequency component in the load power, causing a double-frequency fluctuation in the DC-Bus voltage and intensifying the electromagnetic torque ripple of the permanent magnet motor, thereby reducing the service life of the permanent magnet motor. Regarding the problem of torque ripple of the permanent magnet motor under unbalanced loads, the relationship between the motor's electromagnetic torque and the DC-Bus voltage was derived. Therefore, this paper proposes a DC-Bus voltage control strategy based on a three-parameter notch filter. The basic principle of the notch filter is analyzed, and the mathematical

model of the rectifier side of the three-parameter notch filter is established. Through simulation, the suppression effects of general notch filters, three-parameter notch filters, and the self-adaptive disturbance controller on the motor electromagnetic torque ripple are compared, and it is verified that the three-parameter notch filter has the best effect in suppressing torque ripple.

Finally, an experimental platform for the AC power generation system of permanent magnet motors was established. According to the regulations on unbalanced load stipulated in the general standards of military power stations of the state, the suppression effect of the three-parameter notch filter on the torque ripple under different unbalanced degrees was verified. Compared with the three-phase load of 7.5 kW, when adding 2 kW, 3 kW, and 4 kW single-phase loads respectively, the torque ripple was suppressed by 55%, 62.5%, and 59%. It was verified that when the control parameters of the notch filter were increased or decreased by 10 times, the torque ripple was suppressed by 55% and 60% respectively. The results demonstrated the reliability of the DC-Bus voltage control strategy of the three-parameter notch filter.

Cheng Long(Electronic Information)

Supervised by Huang Jian

KEY WORDS: emergency power generation, permanent magnet motor AC power generation system load characteristics, unbalanced load, notch filter, torque ripple

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 交流发电系统背靠背变换器研究现状.....	3
1.2.2 不平衡负载下永磁电机转矩脉动抑制技术研究现状.....	4
1.3 主要研究内容.....	5
第 2 章 永磁电机交流发电系统数学模型及控制策略.....	8
2.1 永磁电机不同坐标系下的数学模型.....	8
2.1.1 三相静止坐标系的数学模型.....	9
2.1.2 两相静止坐标系下的数学模型.....	10
2.1.3 两相旋转坐标系下的数学模型.....	12
2.2 永磁电机交流发电系统整流侧数学模型及控制策略.....	13
2.2.1 三相桥式整流器数学模型.....	14
2.2.2 SVPWM 调制策略.....	15
2.2.3 电压电流双闭环矢量控制策略.....	16
2.3 永磁电机交流发电系统逆变侧数学模型及控制策略.....	18
2.3.1 三相四桥臂逆变器数学模型.....	18
2.3.2 基于零序分量注入的 SPWM 实现方法.....	19
2.3.3 带负载电流电压前馈的双闭环控制策略.....	21
2.4 本章小结.....	22
第 3 章 永磁电机交流发电系统负载特性分析.....	23
3.1 负载特性分析.....	23
3.2 不平衡负载对转矩脉动的影响.....	29
3.2.1 负载功率对转矩脉动的影响.....	29

3.2.2 负载不平衡度对转矩脉动的影响	30
3.3 仿真分析	31
3.4 本章小结	35
第 4 章 不平衡负载下永磁电机转矩脉动抑制方法	36
4.1 陷波滤波器的基本原理	36
4.1.1 一般陷波滤波器	36
4.1.2 三参数陷波滤波器	38
4.2 不平衡负载下基于三参数陷波滤波器的永磁电机转矩脉动抑制方法	39
4.2.1 三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的基本原理	39
4.2.2 三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的参数设计	40
4.3 基于自抗扰控制器的转矩脉动抑制方法	41
4.3.1 自抗扰控制器的基本原理	42
4.3.2 整流侧电压环自抗扰控制器控制策略	45
4.4 仿真分析	46
4.5 本章小结	48
第 5 章 永磁电机交流发电系统实验验证	50
5.1 永磁电机交流发电控制系统	50
5.1.1 控制系统的硬件设计	50
5.1.2 控制系统的软件设计	55
5.2 实验验证及结果分析	56
5.3 本章小结	61
第 6 章 总结与展望	62
6.1 总结	62
6.2 展望	63
参考文献	64

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着现代社会对电力的依赖程度持续加深，自然灾害（如地震、内涝、海啸）、设备故障、突发情况（火灾、交通事故）等不可控因素导致电力中断^[1]。党的二十大精神指出准确把握电力系统技术特性和发展规律，扎实做好新形势下电力系统稳定工作，加快构建清洁低碳、安全充裕、经济高效、供需协同、灵活智能的新型电力系统，保障电力安全可靠供应，推动实现碳达峰碳中和的目标。固定式发电设备难以满足快速响应和灵活部署的需求，尤其在灾害场景中，电力恢复的时效性直接影响救援效果。而移动式应急发电系统能够适应复杂环境下的快速供电需求^[2]，不同类型的应急发电机组如图 1-1 所示。



(a)小型应急发电机组



(b)车载应急发电机组



(c)大型应急发电机组

图 1-1 应急发电机组

柴油发电机组因其移动方便、启动迅速、操作维修简单和对环境适应性强的优点，作为备用电源、移动电源和应急电源在交通运输、国防、通信等领域广泛应用。随着各国对军用储备的加强，柴油发电机组向着节能、环保、轻量化的方向发展。永磁电机具有功率密度高、可靠性高的优点^[3]，背靠背变换器能够将永磁电机输出的变压变频交流电压转换成恒压恒频交流电压，新型柴油发电机组采用永磁电机和背靠背变换器组成的永磁电机交流发电系统具有油耗低、体积小、重量轻和噪声低的优点，在军用发电领域具有应用潜力和研究价值^{[4][5]}。

永磁电机交流发电系统主要由四个部分组成，分别是发动机、永磁电机、背靠背变换器和 LC 滤波器，如图 1-2 所示。随着近些年来永磁体性能的提升，永磁同步电机得到了优化，使得交流发电系统有更高的稳定性^[6]。背靠背变换器前端采用 ACDC 三相全桥电路和永磁电机组成的 PWM 整流模块，将永磁电机输出的变压变频交流电转换为直流电，后端采用 DCAC 三相全桥电路 SPWM 逆变模块，将直流电转换为三相工频交流电，给负载

提供稳定的交流电压。由于负载类型的多样性，例如永磁电机交流发电系统在感性负载和容性负载下存在输出电流冲击，非线性负载下存在输出电压电流畸变，影响交流发电系统的输出电能质量，针对上述问题可以调整直流母线电容和 LC 滤波器器件的参数，来减小电流冲击和电压畸变。而单三相负载并存，系统不可避免产生负载不平衡现象，引起永磁电机交流发电系统输出电压电流不对称，导致输出功率存在二倍频分量。当电机机械角速度一定，永磁电机的输出功率与电机电磁转矩呈相关关系，从而使得电机转矩脉动增大，影响永磁电机的使用寿命^[7]。因此通过背靠背变换器减小电机电磁转矩脉动，精确永磁电机的控制和提高输出电能品质是有必要的。

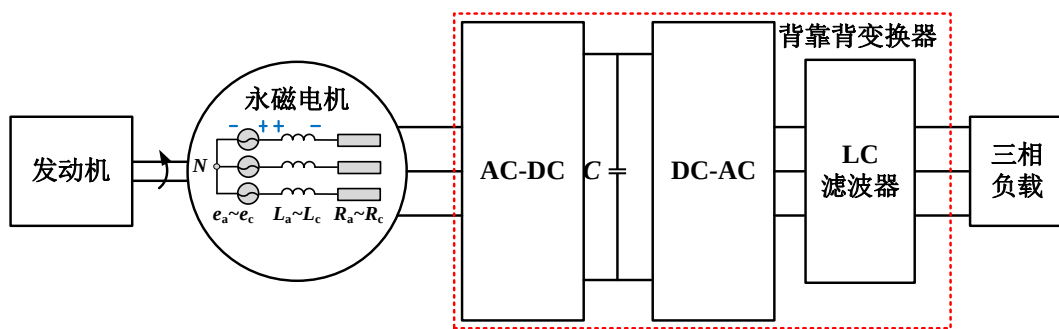


图 1-2 永磁电机交流发电系统拓扑结构框图

背靠背变换器中前端整流部分用于控制永磁电机，对于永磁电机的控制策略主要分为恒压频比控制策略(Voltage per Frequency, V/F)、直接转矩控制策略(Direct Torque Control, DTC)和磁场定向控制策略(Field-orientated Control, FOC)。其中，V/F 为开环控制，原理是直接将输入的给定转速分解成角度和电压，从而产生三相电压，来控制电机的正常运行，其优点是软硬件实现简单、调速方便、对参数变化鲁棒性强，但缺点很难保证定子电流和转子位置之间的同步，导致电机在高于旋转频率时变的不稳定^[8]。DTC 为闭环控制，是对电机磁链、转矩直接控制，其动态响应速度快、参数鲁棒性强等优点，但转矩脉动大、开关频率不一致的缺点^[9]。FOC 为闭环控制，其又称矢量控制策略，是根据坐标变换，将定子电流解耦成励磁分量和转矩分量，使三相交流电机等效成他励直流电机来控制，有着对速度和转矩控制的精确性，并且采用 $i_d=0$ 控制，只需最小的定子电流，就能产生所需的转矩分量^[10]。本文采用 FOC 控制策略，可使得转矩脉动降低，损耗减小。

背靠背变换器后端逆变部分，通常采用三相三桥臂逆变电路。三相三桥臂一般在对称负载的情况运行稳定，但在实际应用场合，负载往往具有不平衡性和随机性，三相三桥臂拓扑结构在不平衡负载下，负载中性点电位不为零，导致负载三相电压不平衡^[11]。三相四

线拓扑结构，增加了一条零线，使得负载中性点电压为零，平衡了负载三相电压。本文逆变部分采用三相四线拓扑结构，为带不平衡负载提供理论基础。

综上所述，永磁电机结合背靠背变换器的永磁电机交流发电系统，具有功率密度高、系统效率高、动态性能好以及能够稳定不平衡负载下负载三相电压，因此在不平衡负载下永磁电机交流发电系统具有应用潜力和研究价值。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 交流发电系统背靠背变换器研究现状

国内外对永磁电机交流发电系统的研究主要集中在效率、功率密度以及输出电能质量方面。根据中间直流侧是母线电容还是储能电感，可将背靠背变换器分为电压型或电流型。电流型背靠背变换器存在输出电压尖峰、传输比低和共模电压大的缺点。电压型背靠背变换器因性能可靠，结构简单等优势广泛应用在中小功率领域^[12]。本文以电压型背靠背变换器拓扑结构为研究对象，对存在的不平衡负载引起的母线电压波动、负载输出电压不平衡问题进行研究。

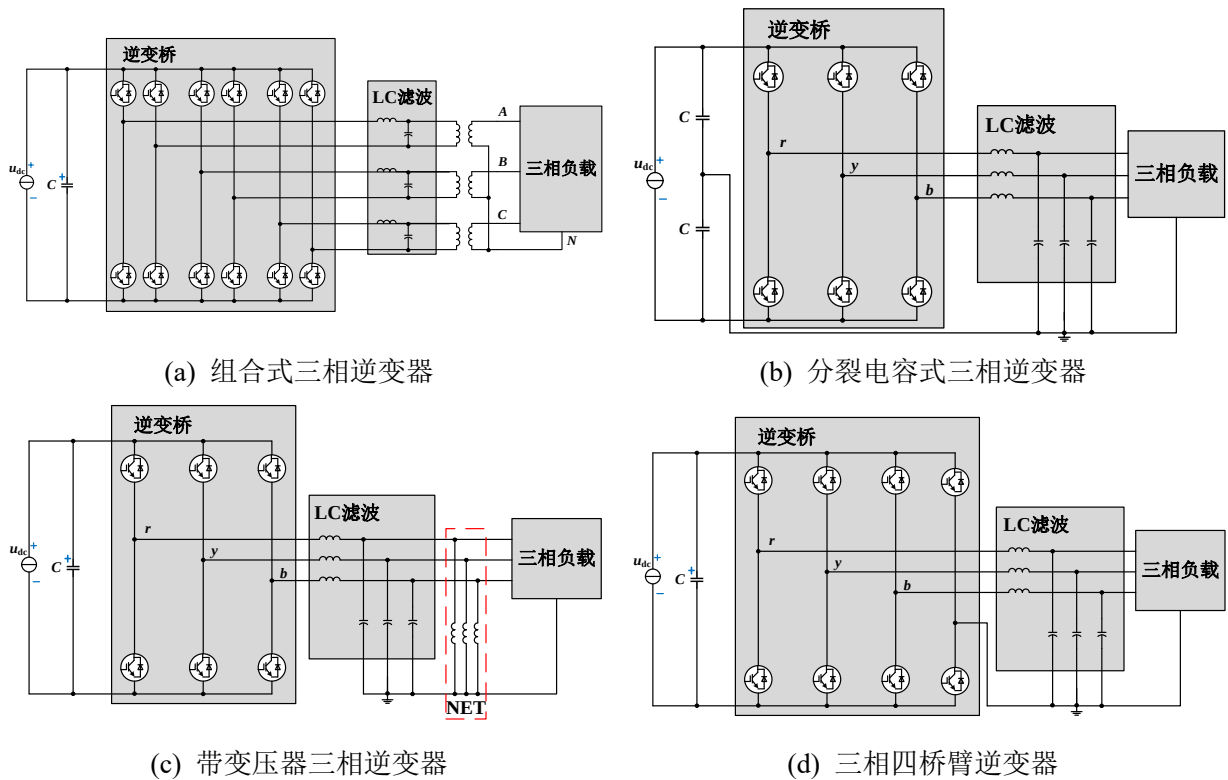


图 1-3 三相四线逆变器

对于不平衡负载下如何维持输出电压对称问题，从结构上常运用三相四线逆变器拓扑结构^[13]，如图 1-3 所示。三相四线逆变器拓扑结构可分四种形式：1) 组合式三相逆变器；2) 分裂电容式三相逆变器；3) 带变压器三相逆变器；4) 三相四桥臂逆变器^[14]。组合式三

相逆变器各相间磁路解耦、相互独立,可以采用常规的单相逆变器的控制方法,因此其控制电路容易实现^{[15][16]}。但由于开关器件的数量较多从而造成的损耗较大。分裂电容式三相逆变器把直流母线电容中点和逆变器交流侧负载中性点相连,可看成三个单相半桥逆变器^{[17][18]},但由于直流母线端有两个电容串联,使得逆变器的体积增大,功率因数降低,并且存在直流电压利用率低的问题。带变压器三相逆变器有两种结构模式,一种是双相绕组结构,被用作输出端有隔离需求的场景;另一种是自耦变压器结构,通过变压器引入中线,使得主电路元器件较小,结构简单,但变压器体积和重量较大,自身损耗也逐渐增加,降低了逆变器的工作效率^[19]。三相四桥臂逆变器首次提出于二十世纪七十年代末^{[20]-[22]},其具有直流电压利用率较高的优点,但由于增加了一个自由度,使得控制方法较为复杂,但仍是近年来逆变器研究的热点,应用前景广泛。

三相四桥臂逆变器虽然可以解决不平衡负载下的输出电压不平衡问题,但传统的 PI 控制策略下,仍会存在输出电压不平衡的现象^[23]。张云亮等人提出一种电压电流双闭环分序解耦控制算法,并设计一种负载扰动的动态前馈补偿器^[24],但其计算繁琐复杂。Biricik S 等人提出改进的 PI-PR 控制方法,首先利用 PI 控制器控制直流侧电容的电压,PR 控制器控制交流负载侧的电流^[25],虽具有良好的瞬态响应,但容易造成系统的震荡从而弱化控制器的性能。Lidozzi A 等人提出一种组合控制策略,利用无差拍控制抑制负载不平衡引起的电压波动,使用重复控制补偿谐波,通过实验验证在复杂工况下具有良好的动态性能^[26],但由于无差拍控制器比较依赖于系统的数学模型的精度。LIN H 等人提出一种适合 Z 源逆变器的滑膜控制器,具有瞬态性能好、受系统参数和扰动影响小的优点^[27],但滑膜控制器中滑膜面的选择受系统较为复杂,对模型具有较高的敏感性。

1.2.2 不平衡负载下永磁电机转矩脉动抑制技术研究现状

在发电系统的实际运行中,单相负载和三相负载的混合接入常引发三相电流失衡的现象,使得永磁电机输电流不稳定,转矩脉动明显增大。针对不平衡负载造成永磁电机转矩脉动大的问题,通常从电机本体设计和控制策略改进两个方向进行优化^{[28][30]}。1) 电机本体设计:改变定子拓扑结构,减小齿槽转矩脉动,但制造工艺复杂,生产成本高昂^{[31]-[34]}。2) 控制策略改进:利用合适的控制策略或控制方法对负载输出电压的幅值和频率进行修整^{[35]-[38]}。通过抑制电流、电压中的谐波分量,从而减小电磁转矩脉动^[39]。不平衡负载引起的转矩脉动使得整流侧直流母线电压二倍频波动、直流侧二次电流谐波^{[40][41]}。其中减小直流母线电压二倍频波动,最直接有效的方法是加大直流母线电容的容值^[42],但容值的增加其

体积也会增大,从而减小系统的功率密度。姚绪梁等采用电压前馈和电流前馈结合的复合阻抗的前馈补偿环节,加快系统的响应速度,抑制直流母线电压波动导致的转矩脉动^[43],但增加了控制系统的复杂性。AMSHIDPOUR E 等采用有源谐振抑制方法提供分布式有源补偿器,在不降低稳定裕度和谐振抑制能力的情况下减小直流母线电压波动^[44],但对每一个负载和受控源都提供一个有源模块,使得计算复杂。范恩泽等提出简化的降阶小信号模型和在电压闭环回路中串入二倍频陷波滤波器,降低后端逆变器负载造成的二倍频瞬时功率波动,大幅度提高变换器闭环下的输出阻抗^[45],提高了系统的稳定性和动态性能。郑丹萍等提出一种基于谐振控制的二倍频功率解耦控制策略,提高了电压控制环对二倍频分量的调节能力^[46]。HU Y 等提出一种简化的瞬时输出功率控制方法,通过陷波滤波器提取正负序电流,并采用比例积分加谐振控制器,抑制不平衡负载引起的直流母线电压二次谐波^[47]。其后 HU Y 等又提出一种直流母线并联的补偿装置,采用无零序电流注入的瞬时平均功率控制方法,同时抑制不平衡负载引起的直流母线电压二倍频波动和电机转矩脉动^[48]。

对于电机转矩脉动的直接控制方法,ADASE LA 等提出基于简单占空比调节器的永磁同步发电机改进预测转矩控制,通过计算适当的最小转矩函数减小低速运行的转矩脉动^[49],但最小转矩函数的选择繁琐。GE L 等提出了一种新的模型预测方法,通过优化成本函数,可以达到同时抑制转矩脉动和电流纹波^[50],但其直流母线电压纹波较大。Zhu H 等提出一种基于电压矢量的转矩预测控制,直接处理电压控制角的电压矢量,减小了转矩脉动,提高了转矩的动态响应^[51]。刘成等提出了一种基于改进自抗扰控制的转矩脉动抑制策略,通过并联比例谐振控制器抑制零序电流和三次谐波,有较强的抗干扰能力^[52]。ZHU C 等引入一种新的非正交坐标变换,提出一种自适应电容电压失调的抑制方法,采用自适应陷波滤波器,可消除电容器电压偏移^[53]。对控制器改进也有很多研究,如改进的 PI 控制器、重复控制器^[54]、滑模控制器^[55]、改进的 PR 控制器^{[56][57]}等方法抑制转矩脉动,但往往控制器的改进计算步骤都较为复杂。

1.3 主要研究内容

永磁电机具有功率密度高、效率高的优点,背靠背变换器可将永磁电机输出的变压变频交流电压转换为恒压恒频交流电压,永磁电机和背靠背变换器组成的新型交流发电系统使柴油发电机组具有燃油经济性高、体积小、重量轻以及噪音低的优点,在军用移动电源领域具有应用潜力和研究价值。然而不平衡下负载功率二倍频,引起的直流母线电压二倍

频波动,使得永磁电机电磁转矩脉动增大,影响永磁电机轴承寿命的问题。针对以上问题,为降低不平衡负载下电机转矩脉动,本文基于背靠背变换器永磁电机的控制方法提出了一种基于三参数陷波滤波器的直流母线电压控策略,通过在电压环中引入陷波滤波器,抑制直流母线电压二倍频,间接减小电机的转矩脉动,降低噪音,提高电机的使用寿命,通过仿真和实验验证了理论分析和所提方法的有效性。本文技术路线框架图如图 1-4 所示,首先通过模型的搭建和常见负载特性的进行分析,并阐明不平衡负载下产生电机转矩脉动幅值增大的原因,针对产生的原因整流侧采用基于三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略,逆变侧采用三相四桥臂拓扑电压电流双闭环控制策略来抑制电机转矩脉动,最后搭建实验平台进行验证。

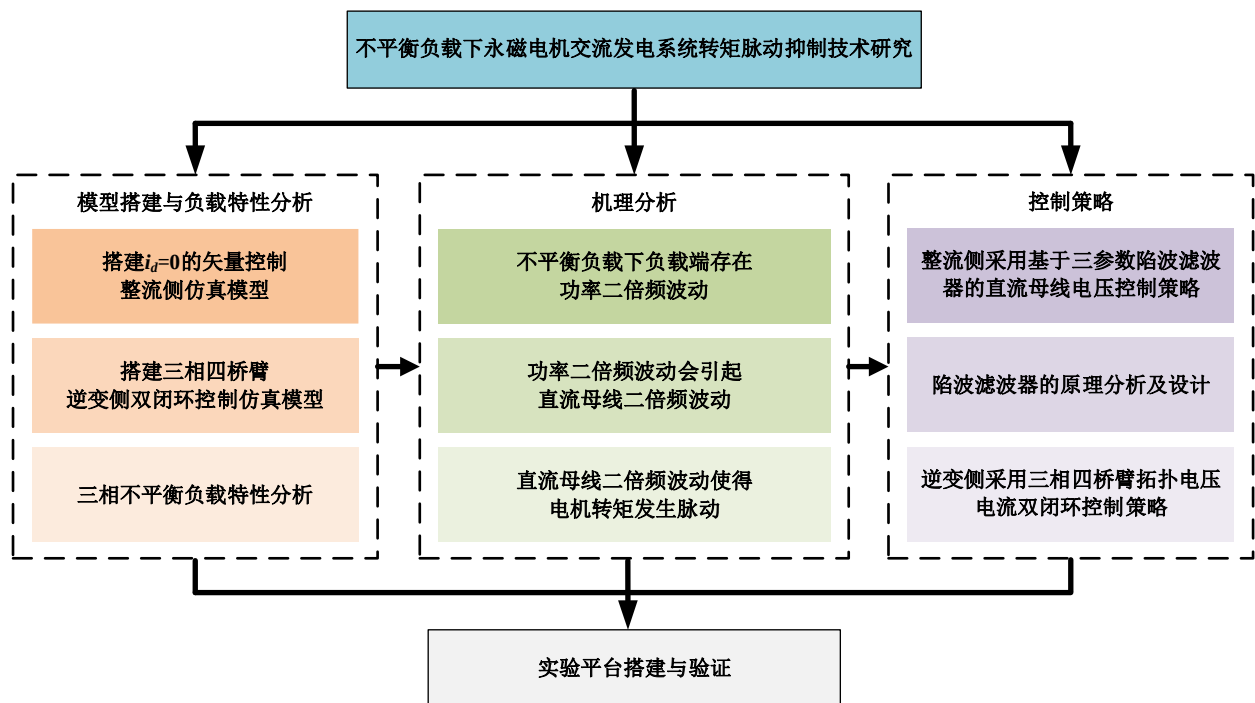


图 1-4 技术路线框架图

全文分为六个章节,主要安排如下:

第 1 章:首先介绍了应急发电领域的研究背景及永磁电机交流发电系统的应用前景,阐明了应急电源和不平衡负载转矩脉动抑制方法的国内外研究现状,探究了抑制转矩脉动的重要意义,最后论述了本文的主要研究内容。

第 2 章:本章主要介绍了永磁电机交流发电系统的数学模型和控制策略。首先论述了永磁电机交流发电系统在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系下的数学模型。并通过各个坐标系下的数学模型引出永磁电机交流发电系统整流侧和逆变侧的数学模

型和控制策略，电压电流双闭环的 SVPWM 整流和带负载电流电压前馈的 SPWM 逆变。

第 3 章：本章首先分析不同负载类型对永磁电机交流发电系统的影响，接着着重阐述不平衡负载下转矩脉动大的问题，并搭建不平衡负载下永磁电机交流发电系统的仿真模型，探明了转矩脉动产生的机理。

第 4 章：本章针对不平衡负载引起的转矩脉动问题，提出了基于三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的解决方案。首先，分析了三参数陷波滤波器的原理，能够抑制特定频率处的信号，明确了三参数陷波滤波器的有效性。接着，对比了三参数陷波滤波器、一般陷波滤波器和自抗扰控制器的转矩脉动抑制策略。最后，通过仿真验证了改进的三参数陷波滤波器抑制电机电磁转矩脉动的可行性和可靠性。

第 5 章：本章基于搭建的实物实验平台，首先说明了永磁电机交流发电控制系统的硬件设计和软件设计，接着阐明了不同工况下的三参数陷波滤波器的抑制效果。最后总结了实验数据，验证了所提的三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的有效性。

第 6 章：对所研究内容和工作进行总结，并阐明研究的不足和对未来的工作的展望。

第2章 永磁电机交流发电系统数学模型及控制策略

本章首先介绍了永磁电机交流发电系统在 $A-B-C$ 三相静止坐标系、 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系和 dq 两相旋转坐标系下的数学模型，然后建立了永磁电机交流发电系统三相桥式整流器的数学模型，为了便于控制器并设计降低系统的阶次简便控制，并分析了三相桥式整流器 SVPWM 控制策略和电压电流双闭环的控制器。接着，建立了永磁电机交流发电系统逆三相四桥臂逆变器的数学模型，并分析了基于零序分量注入 SPWM 控制策略的实现方法，简化四桥臂控制的复杂性。最后分析了逆变侧带电流电压前馈的双闭环控制策略，加快逆变侧相应速度，为后续控制策略的实现提供了依据。

2.1 永磁电机不同坐标系下的数学模型

坐标变换通过对三相耦合变量的解耦，实现了系统变量的独立控制，从而简化了控制策略并提高了控制精度，简化控制策略，有助于优化控制性能，增强系统的稳定性与响应速度^[58]。通过坐标变化可得到永磁电机不同坐标系下的数学模型。永磁电机控制原理框图如图 2-1 所示。其中， i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 为经过坐标变换后的 dq 轴电流和电压， i_{dref} 、 i_{qref} 为 dq 轴电流指令， i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 为经过坐标变换后的 $\alpha\beta$ 轴电流和电压， u_{dcref} 为直流母线电压指令， U_{dcfdb} 为直流母线电压反馈， S_a-S_c 为 SVPWM 的电压矢量， θ 为电机电角度。

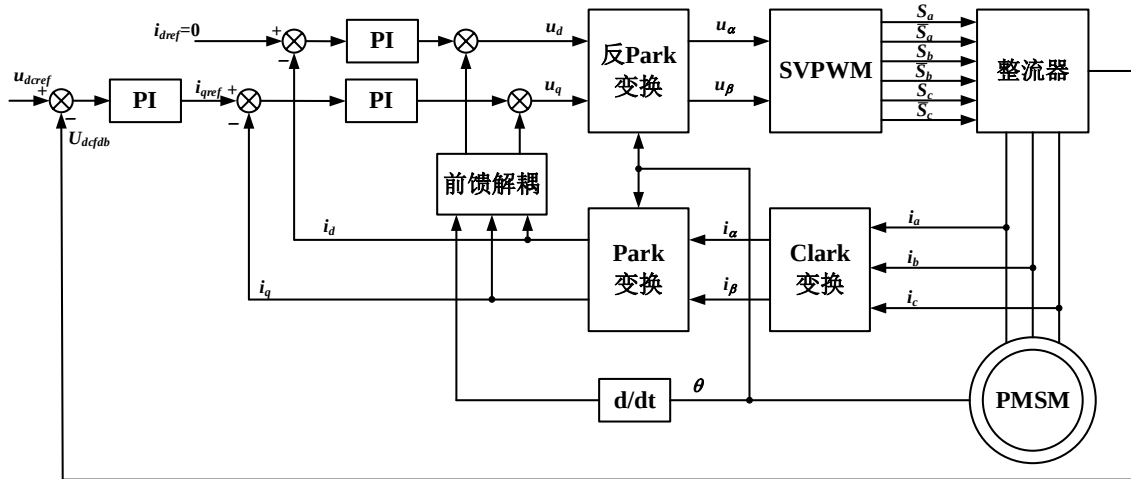


图 2-1 永磁电机控制系统原理框图

永磁电机在三相静止坐标系下的控制由于任意一相与另外两相之间存在耦合，因此控制较为复杂，为了简化三相静止坐标系下永磁电机的数学模型，采用坐标变换将电机数学模型等效为他励直流电机，以实现对其励磁磁场和电磁转矩的解耦控制。坐标变换通常

包括静止坐标变换（Clark 变换）和两相旋转坐标变换（Park 变换）。它们之间的坐标关系如图 2-2 所示， $A-B-C$ 为三相静止坐标系， $\alpha-\beta$ 为两相静止坐标系， $d-q$ 为两相旋转坐标系。

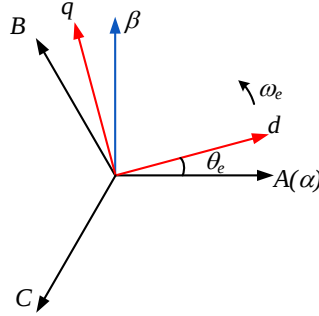


图 2-2 各坐标系之间的关系

2.1.1 三相静止坐标系的数学模型

永磁电机在运行时其定子磁场和转子磁场相互作用，永磁体与定子绕组、定子绕组与绕组之间的磁场相互影响，导致永磁电机内部的电磁关系十分复杂，加上材料的非线性因素以及磁路饱和影响，想要建立永磁电机的精确数学模型是十分困难的。在不影响研究效果的前提下简化永磁同步电机的数学模型，通常作以下假设^[59]：

1. 忽略磁路中铁芯的磁饱和，不计铁芯的涡流损耗和磁滞损耗；
2. 永磁体在气隙中产生的磁势为正弦分布，且只含有基波。

永磁电机的基本方程包括电压方程、磁链方程、转矩方程和运动方程，这些方程是永磁电机数学模型的基础^[60]。 $A-B-C$ 坐标系下的电压方程为：

$$\begin{cases} u_A = R_s i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B = R_s i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C = R_s i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{cases} \quad (2-1)$$

其中， u_A 、 u_B 、 u_C 为定子电压瞬时值， i_A 、 i_B 、 i_C 为定子电流瞬时值， ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 为定子磁链瞬时值， R_s 为定子每相绕组电阻。 $A-B-C$ 坐标系下的磁链方程：

$$\begin{cases} \psi_A = L_s i_A + \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_B = L_s i_B + \psi_f \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \psi_C = L_s i_C + \psi_f \cos \left(\theta_e - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad (2-2)$$

其中， L_s 为定子绕组电感（包括自感和互感）， ψ_f 为转子磁链， θ_e 为 d 轴与 A 轴之间

的电角度。永磁电机每相绕组的磁链是它本身自感磁链和其他绕组对它互感磁链之和，因此其磁链方程又可表示为：

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left(\theta_e - \frac{4}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

其中， L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 为各相之间的自感， L_{AB} 、 L_{BA} 、 L_{AC} 、 L_{CA} 、 L_{BC} 、 L_{CB} 为各相之间的互感。根据机电能量转换原理，电磁转矩 T_e 为磁场能量对机械角 θ_m 位移的偏导。

$$T_e = \frac{1}{2} p \frac{\partial (i_{3s}^T \psi_{3s})}{\partial \theta_m} \quad (2-4)$$

$$i_{3s} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \psi_{3s} = \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

其中， p 为电机极对数。还可以通过电机三相电流来计算输出转矩，则转矩方程为：

$$T_e = p \psi_f \left(i_A \sin \theta_e + i_B \sin \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) + i_C \sin \left(\theta_e - \frac{4}{3} \pi \right) \right) \quad (2-6)$$

电机运动方程为：

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (2-7)$$

其中， ω_m 为电机的机械角速度，电角速度 $\omega_e = p \cdot \omega_m$ ， J 为转动惯量， B 为阻尼系数， T_L 为负载转矩。

2.1.2 两相静止坐标系下的数学模型

为了简化三相静止坐标系下永磁电机的数学模型，采用 Clark 变换将三相静止坐标系 A - B - C 变换到两相静止坐标系 α - β ，坐标变换公式为：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta & f_0 \end{bmatrix}^T = T_{3s/2s} \begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T \quad (2-8)$$

其中， f 代表电机的电压、电流或磁链等变量， $T_{3s/2s}$ 为坐标变换矩阵，可表示为：

$$T_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

将静止坐标系 α - β 变换到三相静止坐标系 A - B - C 的坐标变换称为反 Clark 变换，表示为：

$$\begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T = T_{2s/3s} \begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta & f_0 \end{bmatrix}^T \quad (2-10)$$

其中， $T_{2s/3s}$ 为坐标变换矩阵，可表示为：

$$T_{2s/3s} = T_{3s/2s}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

坐标变换矩阵前的系数为 $2/3$ ，是根据幅值不变作为约束条件得到的，变换前后电压、电流的幅值不变，电磁转矩 $T_{3s/2s}$ 前的系数为 1，当采用功率不变作为约束条件时，该系数变为 $\sqrt{2/3}$ ，变换前后磁动势不变，则功率不变，电磁转矩 $T_{3s/2s}$ 前的系数为 $3/2$ 。特别的，对于三相对称系统而言，在计算静止坐标系下的变量时，零序分量 f_0 可以忽略不计。

α - β 坐标系下永磁电机的电压方程为：

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ u_\beta = R_s i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (2-12)$$

其中， u_α 、 u_β 为 α - β 坐标系下的定子电压， i_α 、 i_β 为 α - β 坐标系下的定子电流， ψ_α 、 ψ_β 为定子 α - β 坐标系下的磁链。 α - β 坐标系下的磁链方程为：

$$\begin{cases} \frac{d\psi_\alpha}{dt} = L_s \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ \frac{d\psi_\beta}{dt} = L_s \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (2-13)$$

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ e_\beta = \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{cases} \quad (2-14)$$

其中， e_α 、 e_β 为 α - β 坐标系下的空载反电动势。

α - β 坐标系下的电磁转矩方程为：

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (2-15)$$

2.1.3 两相旋转坐标系下的数学模型

为了便于控制器的设计，通常根据 $d-q$ 两相旋转坐标系来描述永磁电机，将静止坐标系 $\alpha-\beta$ 变换到两相旋转坐标系 $d-q$ 的坐标变换称为 Park 变换，根据图 2-2 所示的各坐标系之间的关系，可以得出如式(2-16)所示的坐标变换公式：

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^T = T_{2s/2r} \begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta \end{bmatrix}^T \quad (2-16)$$

其中， $T_{2s/2r}$ 为坐标变换矩阵，可表示为：

$$T_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

将两相旋转坐标系变换到静止坐标系称为反 Park 变换，可表示为：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta \end{bmatrix}^T = T_{2r/2s} \begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^T \quad (2-18)$$

其中， $T_{2r/2s}$ 为坐标变换矩阵，可表示为：

$$T_{2r/2s} = T_{2s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

将三相静止坐标系 $A-B-C$ 变换到两相旋转坐标系 $d-q$ ，各变量有如下关系：

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q & f_0 \end{bmatrix}^T = T_{3s/2r} \begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T \quad (2-20)$$

其中， $T_{3s/2r}$ 为坐标变换矩阵，可表示为：

$$T_{3s/2r} = T_{3s/2s} \cdot T_{2s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

若将两相旋转坐标系 $d-q$ 变换到三相静止坐标系 $A-B-C$ ，各变量之间的关系如下：

$$\begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T = T_{2r/3s} \begin{bmatrix} f_d & f_q & f_0 \end{bmatrix}^T \quad (2-22)$$

其中， $T_{2r/3s}$ 为坐标变换矩阵，可表示为：

$$T_{2r/3s} = T_{3s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e & 1/2 \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & 1/2 \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

因此， $d-q$ 轴坐标系的定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (2-24)$$

其中, u_d 、 u_q 为 d - q 坐标系下的定子电压, i_d 、 i_q 为 d - q 坐标系下的定子电流, ψ_d 、 ψ_q 为 d - q 坐标系下的定子磁链, 定子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2-25)$$

其中, L_d 、 L_q 为 d - q 坐标系下的电感, 将式(2-25)代入式(2-24), 可得定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2-26)$$

根据式(2-26)可以得出 d - q 轴电压等效电路如图所示, 从图 2-3 中可以看出, 三相永磁电机的数学模型得到了完全解耦。

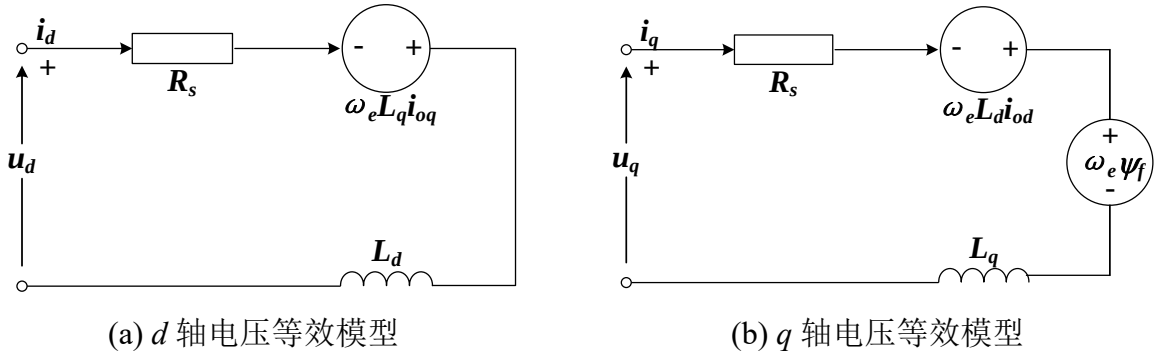


图 2-3 d - q 轴电压等效模型

d - q 轴坐标系的转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p [i_q \psi_f + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (2-27)$$

对于表贴式永磁电机, 定子电感满足 $L_d = L_q = L_s$ 。

2.2 永磁电机交流发电系统整流侧数学模型及控制策略

永磁电机交流发电系统包括原动机、永磁电机、三相桥式整流器、三相四桥臂逆变器、LC 滤波器、机组控制器、主控板等。其拓扑结构如图 2-4 所示, 其中 $T_1 \sim T_6$ 是整流侧开关元件, $G_1 \sim G_8$ 为逆变侧开关元件, C 为直流侧滤波电容, $L_a \sim L_c$ 、 $C_a \sim C_c$ 为 LC 滤波器电感和电容器件, L_N 为零线滤波电感, $H_a \sim H_c$ 、 $H_{a1} \sim H_{c1}$ 为霍尔电流传感器; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相电枢电流, i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 为负载电流, U_{dc} 为直流母线电压反馈, U_{RN} 、 U_{YN} 、 U_{BN} 分别为三相电压测量值。

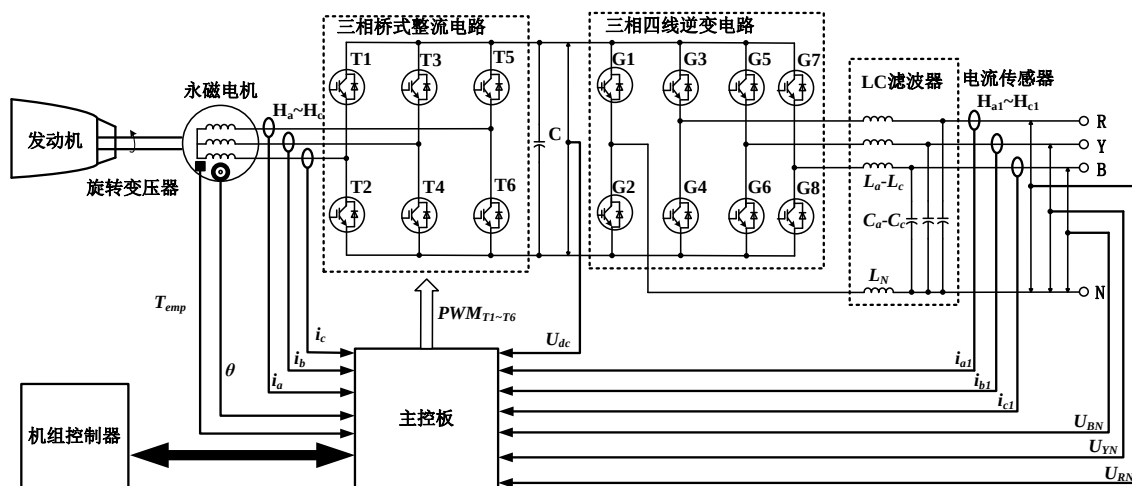


图 2-4 永磁电机交流发电系统拓扑结构图

永磁电机交流发电系统通过三相桥式整流器对永磁电机进行控制，并整流出 700V 的直流电压，为后续逆变出稳定的电压做准备。逆变侧将直流母线电容滤波后的直流电经三相四桥臂逆变电路逆变得得到三相交流电，再通过 LC 滤波器对高次谐波进行滤波，最后给负载提供稳定的交流电。

2.2.1 三相桥式整流器数学模型

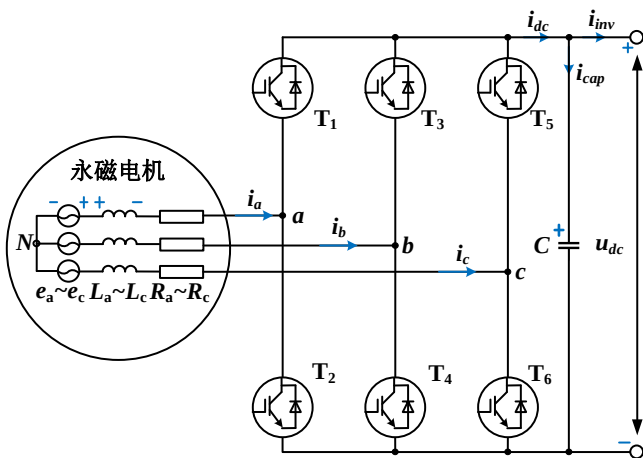


图 2-5 三相桥式整流器主电路拓扑结构

其中, i_{dc} 为直流母线电流, i_{cap} 为电容电流, 三相桥式整流器主电路拓扑结构根据图 2-5 所示, 可得出永磁电机交流发电系统整流侧的 dq 轴坐标系下数学模型为^[61]:

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d s_d + i_q s_q) - i_{inv} \\ -L_d \frac{di_d}{dt} - R_s i_d + \omega_e L_q i_q = u_d - e_d \\ -L_d \frac{di_q}{dt} - R_s i_q - \omega_e L_d i_d = u_q - e_q \end{cases} \quad (2-28)$$

$$\begin{cases} u_d = u_{dc} S_d \\ u_q = u_{dc} S_q \end{cases} \quad (2-29)$$

其中, e_d 、 e_q 为 dq 坐标系下空载反电动势, s_d 、 s_q 为 dq 坐标系下基准开关状态, i_{inv} 为逆变器输入端电流。对于磁场定向的矢量控制, e_d 、 e_q 可表示为:

$$\begin{cases} e_d = 0 \\ e_q = \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2-30)$$

电流内环的输入变量分别为励磁电流 i_{dref} 和转矩电流 i_{qref} , 励磁电流指令设置为零。根据梅森增益公式分析得到电流环的二阶闭环传递函数表示为:

$$G_{cd} = \frac{k_{cpd}s + k_{cpd}k_{cid}}{L_d s^2 + (k_{cpd} + R_s)s + k_{cpd}k_{cid}} \quad (2-31)$$

$$G_{cq} = \frac{k_{cpq}s + k_{cpq}k_{ciq}}{L_q s^2 + (k_{cpq} + R_s)s + k_{cpq}k_{ciq}} \quad (2-32)$$

其中, G_{cd} 、 G_{cq} 为 dq 轴闭环传递函数, k_{cpd} 、 k_{cid} 为电流环 d 轴比例、积分参数, k_{cpq} 、 k_{ciq} 为电流环 q 轴比例、积分参数, 为降低系统阶次, 设置 PI 调节器参数为:

$$\begin{cases} k_{cid} = R_s / L_d \\ k_{ciq} = R_s / L_q \end{cases} \quad (2-33)$$

将式(2-33)代入到式(2-31)和(2-32)中, 得到简化后的电流环一阶传递函数为:

$$G_{cd} = \frac{k_{cpd}}{L_d s + k_{cpd}} \quad (2-34)$$

$$G_{cq} = \frac{k_{cpq}}{L_q s + k_{cpq}} \quad (2-35)$$

$$\begin{cases} k_{cpd} = L_d W \\ k_{cpq} = L_q W \end{cases} \quad (2-36)$$

其中 W 为电流环带宽。简化后的一阶电流环系统更易控制。

2.2.2 SVPWM 调制策略

SVPWM 调制策略主要思想是在矢量空间中用有限的静止矢量去合成和跟踪给定的空间旋转矢量, 合成的空间矢量含有调制波的信息。要合成某一矢量时先将这一矢量分解到离它最近的两个或多个基本矢量, 后用这两个或多个基本矢量组合来表示, 每个基本矢量的作用大小用作用时间去表示。相比传统的 SPWM 调制策略, SVPWM 的优点主要有:

- (1) SVPWM 优化谐波的程度比较高, 消除谐波效果要比 SPWM 好, 并且实现容易, 可以提高电压利用率;
- (2) SVPWM 每次开关切换只有一个器件动作, 开关损耗小;
- (3) SVPWM 比较适用于数字化控制系统。

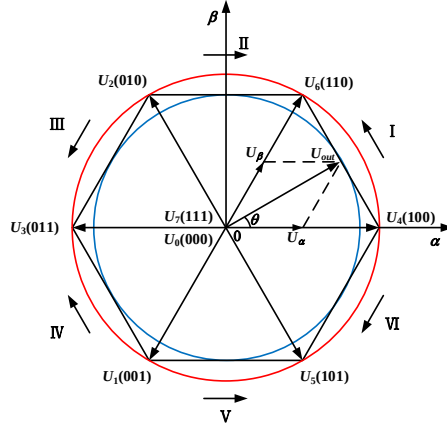


图 2-6 电压空间矢量图

图 2-6 为电压空间矢量图, 其中非零矢量幅值的模长均为 $2U_{dc}/3$, 相邻的矢量间隔 60° , 两个零矢量为零, 位于中心位置。在每一个扇区选择相邻的两个电压矢量及零矢量, 按照伏秒平衡的原则合成扇区内的任意电压矢量。图中的两个圆为最大不失真圆形电压矢量边界和最大幅值电压矢量边界。最大不失真圆形旋转电压矢量为正六边形的内切圆, 其幅值为 $\sqrt{3}/2 \times 2U_{dc}/3 = \sqrt{3}U_{dc}/3$, 若采用三相 SPWM 调制, 输出的不失真最大正弦相电压幅值为 $U_{dc}/2$ 。因此, SVPWM 的直流母线电压利用率比 SPWM 提升了 15.47%。最大幅值电压矢量边界为正六边形外接圆, 当落在正六边形与外接圆之间时, 则发生过调制, 输出电压发生失真, 采用过调制处理, 则会减小失真。

2.2.3 电压电流双闭环矢量控制策略

三相桥式整流器控制电路拓扑结构如图 2-7 所示。其中, i_{inv} 为逆变侧输入电流, PI 为比例积分调节器。采用双闭环矢量控制算法对 i_{dref} 和 i_{qref} 进行独立控制, 外环为电压环, 指令电压和反馈电压的差值经过电压调节器输出 i_{qref} , 内环为电流环, 指令电流和反馈电流的差值经过电流调节器输出 dq 轴电压指令, 后经过 SVPWM 输出开关管的驱动信号, 电压调节器和电流调节器都为 PI 调节器, 结构简单易于数字化实现, 具有良好的稳态性能和动态性能。

图 2-8 为电压环矢量控制框图^[62], k_{vp} 、 k_{vi} 分别为电压环调节器的比例系数和积分系数, G_{cq} 为电流环传递函数, $M=0.75z\cos\varphi$ 为时变单元, 其最大值为 0.8625。

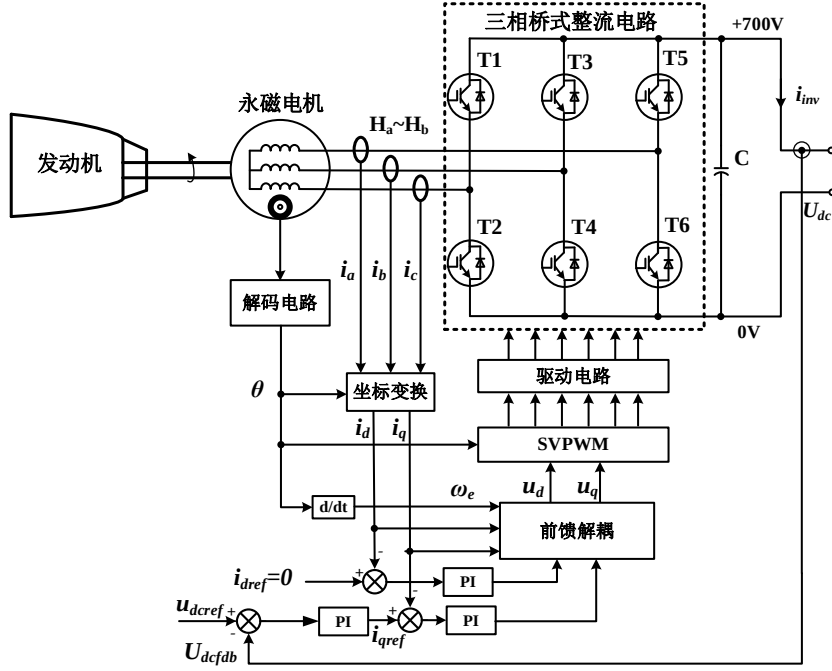


图 2-7 三相桥式整流器控制电路拓扑结构

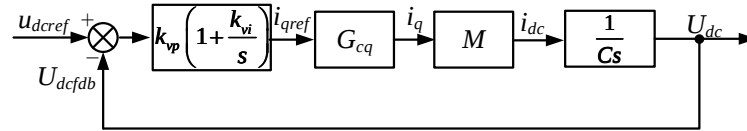


图 2-8 电压环矢量控制框图

根据图 2-8 得电压环的开环传递函数为：

$$G_{vo} = \frac{Mk_{cpq} (k_{vp}s + k_{vp}k_{vi})}{Cs^2 (L_q s + k_{cpq})} \quad (2-37)$$

式(2-37)中，若截止频率 ω_{co} 出现在零点 ω_z 和极点 ω_p 之间，即 $\omega_p > \omega_z$ ，相位裕度最大。这三个频率的关系为：

$$\begin{cases} \omega_{co} = \xi\omega_z = \xi k_{vi} \\ \omega_p = \xi\omega_{co} = k_{cpq} / L_q \end{cases} \quad (2-38)$$

其中， ξ 为阻尼系数。当 $\xi=1$ 时， ω_p 等于 ω_z ，此时零极点相消，导致系统不稳定。当 $\xi>1$ 时，系统是稳定的，且 ξ 越大，系统越稳定，但响应速度变慢。由于在截止频率处的增益为 1，式(2-37)可表示为：

$$\left| \frac{Mk_{cpq} (k_{vp}s + k_{vp}k_{vi})}{Cs^2 (L_q s + k_{cpq})} \right|_{s=j\xi k_{vi}} = 1 \quad (2-39)$$

根据式(2-39)， k_{vp} 表示为：

$$k_{vp} = CW / 08625\xi \quad (2-40)$$

2.3 永磁电机交流发电系统逆变侧数学模型及控制策略

2.3.1 三相四桥臂逆变器数学模型

三相四桥臂逆变器拓扑结构如图 2-9 所示，逆变器为电压型逆变器，将直流母线电容滤波后的直流电经三相四桥臂开关器件，后通过 LC 滤波器对高次谐波进行滤波，得到谐波含量较少的三相四线交流电压，为负载提供交流电能。

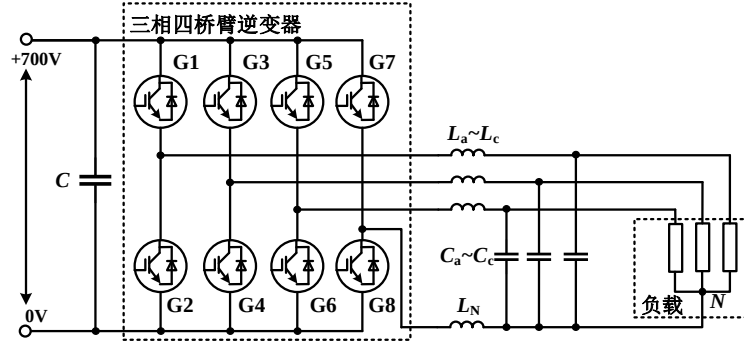


图 2-9 三相四桥臂逆变器拓扑结构

三相四桥臂逆变器输出电压表达式为：

$$\begin{cases} U_{rn} = D_{rn} U_{dc} \\ U_{yn} = D_{yn} U_{dc} \\ U_{bn} = D_{bn} U_{dc} \end{cases} \quad (2-41)$$

其中， D_{rn} 、 D_{yn} 、 D_{bn} 分别为前三桥臂占空比，根据基尔霍夫电压电流定律可得：

$$i_{rl} + i_{yl} + i_{bl} = -i_{nl} \quad (2-42)$$

$$\begin{cases} U_{rn} = L_a \frac{di_{rl}}{dt} + R_a i_{rl} + u_{rn} - L_n \frac{di_{nl}}{dt} - R_n i_{nl} \\ U_{yn} = L_b \frac{di_{yl}}{dt} + R_b i_{yl} + u_{yn} - L_n \frac{di_{nl}}{dt} - R_n i_{nl} \\ U_{bn} = L_c \frac{di_{bl}}{dt} + R_c i_{bl} + u_{bn} - L_n \frac{di_{nl}}{dt} - R_n i_{nl} \end{cases} \quad (2-43)$$

$$\begin{cases} C \frac{du_{rn}}{dt} = i_{rl} - i_{rn} \\ C \frac{du_{yn}}{dt} = i_{yl} - i_{yn} \\ C \frac{du_{bn}}{dt} = i_{bl} - i_{bn} \end{cases} \quad (2-44)$$

其中， i_{rl} 、 i_{yl} 、 i_{bl} 、 i_{nl} 分别为三相滤波电感电流和中性线电感电流， i_{rn} 、 i_{yn} 、 i_{bn} 为三相负载电流， u_{rn} 、 u_{yn} 、 u_{bn} 为三相负载相电压。

2.3.2 基于零序分量注入的 SPWM 实现方法

三相四桥臂逆变器调制策略通常有 SPWM 和 SVPWM 两种调制策略。由于逆变侧有四个桥臂，增加了一个自由度，让 SVPWM 从原本的二维调制变为三维调制，才能满足所有开关状态。空间矢量基于 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下，该坐标系在二维坐标系 $\alpha\beta$ 增加了 γ 轴建立的三维正交坐标系，同时继承二维 SVPWM 直流母线电压利用率高的特点，后续又发展出了 abc 坐标系下的三维 SVPWM，相比 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下空间矢量减少了坐标变换。但三维 SVPWM 有 24 个电压矢量，使得计算和分析变得复杂。SPWM 基本原理是面积等效原理，即将每一正弦周期内的多个脉冲作自然或规则的宽度调制，使其依次调制出相当于正弦函数值的相位角和面积等效于正弦波的脉冲序列，形成等幅不等宽的正弦化电流输出。其中每个周期的基波（正弦调制波）与所含调制输出的脉冲总数之比称为载波比。为了提高直流母线电压利用率，可以在调制波信号中注入零序信号分量，其调制波表达式为：

$$\begin{cases} V_{am} = V_{m1} \sin \omega t + V_0 \\ V_{bm} = V_{m1} \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) + V_0 \\ V_{cm} = V_{m1} \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) + V_0 \end{cases} \quad (2-45)$$

其中， V_{am} 、 V_{bm} 、 V_{cm} 为三相调制波信号， V_{m1} 为指令信号， V_0 为零序分量，且零序分量的取值范围为： $-1-V_{min} \leq V_0 \leq 1-V_{max}$ ，其中 $V_{max} = \max\{V_{am}, V_{bm}, V_{cm}\}$ ， $V_{min} = \min\{V_{am}, V_{bm}, V_{cm}\}$ 。因此零序信号在这区间内任意选取都可以，典型的取值方法有极值零序信号、均值零序信号、交替零序信号等。

(1) 极值零序信号

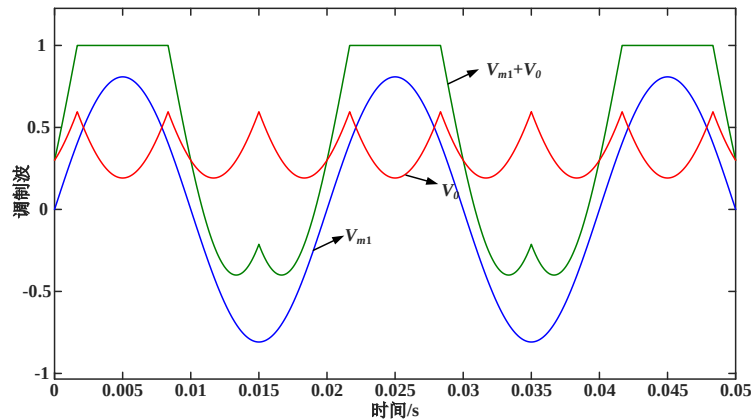


图 2-10 极值零序信号仿真结果

V_0 取值为极大值或极小值，即：

$$\begin{cases} V_0 = 1 - V_{\max} \\ \text{或} \\ V_0 = -1 - V_{\min} \end{cases} \quad (2-46)$$

图 2-10 为极值零序信号仿真结果图， V_0 为零序信号， V_{m1} 为指令信号， $V_0 + V_{m1}$ 为合成的参考信号。该方法的特点是，调制波每个周期在波峰或波谷处有一段区间状态保持不变，可以减小开关损耗，但正负周期波形不对称。

(2) 均值零序信号

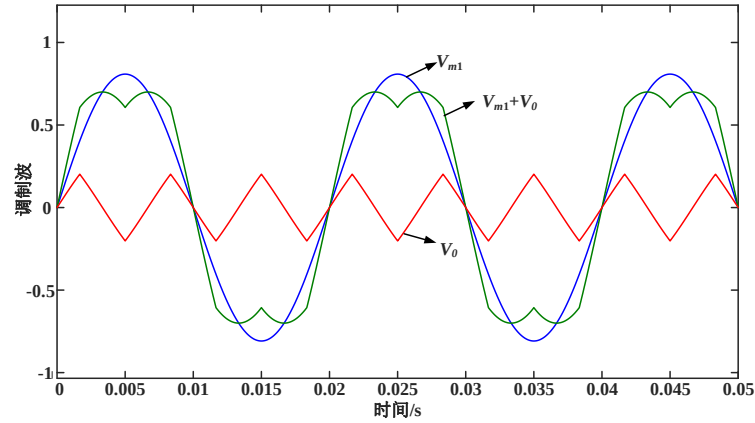


图 2-11 均值零序信号仿真结果

V_0 取值为极值的均值，即：

$$V_0 = -\frac{1}{2}(V_{\max} + V_{\min}) \quad (2-47)$$

图 2-11 为均值零序信号仿真结果，该方法将原来的正弦信号注入一定的高次谐波，波顶变成马鞍波，提高了线性调节范围。

(3) 交替零序信号

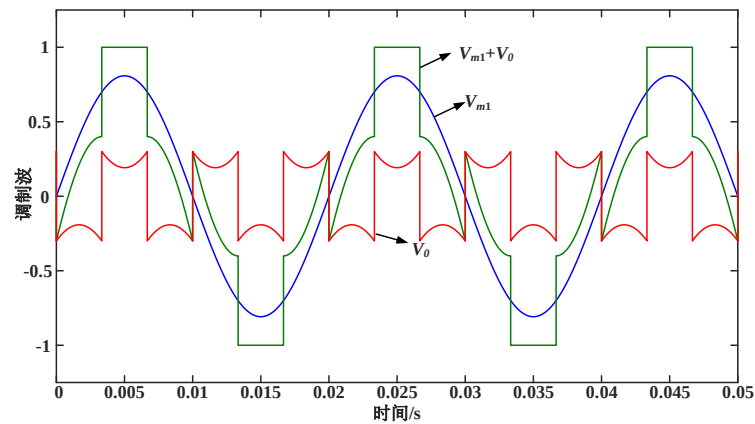


图 2-12 交替零序信号仿真结果

如果某一瞬间 V_0 的极大值的幅值大于极小值的幅值，取极大值作为零序信号，否则取极小值，即 V_0 取值由三个给定的正弦信号瞬时值幅值最大的确定，即：

$$V_0 = \begin{cases} 1 - V_{\max}, & |V_{\max}| \geq |V_{\min}| \\ -1 - V_{\min}, & |V_{\max}| \leq |V_{\min}| \end{cases} \quad (2-48)$$

图 2-12 为交替零序信号仿真结果，调制波在每个周期的波谷和波峰处都有 $\pi/10$ 的状态保持不变，因此不连续区间和极值零序信号的方法一样，但正负半周期波形保持对称，同时也保留了基于均值信号方法所具有的调制范围大的优点，因此本文采用此调制方法。

2.3.3 带负载电流电压前馈的双闭环控制策略

电压型逆变器通常采用电压为外环，电流为内环的控制策略。逆变侧主电路控制策略框图如图 2-13 所示，其中， V_{rcmd} 、 V_{ycmd} 、 V_{bcmd} 分别为三相电压瞬时指令值，其相位相差 120° ， V_{RN} 、 V_{YN} 、 V_{BN} 分别为三相电压测量值（三相负载电压）， I_{RN} 、 I_{YN} 、 I_{BN} 分别为三相负载电流， I_R 、 I_Y 、 I_B 分别为三相电感电流， E_{ro} 、 E_{yo} 、 E_{bo} 分别为三相调制信号， E_{fo} 为零序调制信号，PR 为比例谐振调节器，P 为比例调节器。首先指令电压与反馈的负载电压的误差经 PR 调节器得到内环指令电流，后将负载电流前馈到电流环，并与反馈的负载电流的误差经 P 调节器，再将负载电压前馈到外环电压环得到交替零序信号的指令值。最后通过零序信号注入的 SPWM 调制策略得到输出电压。

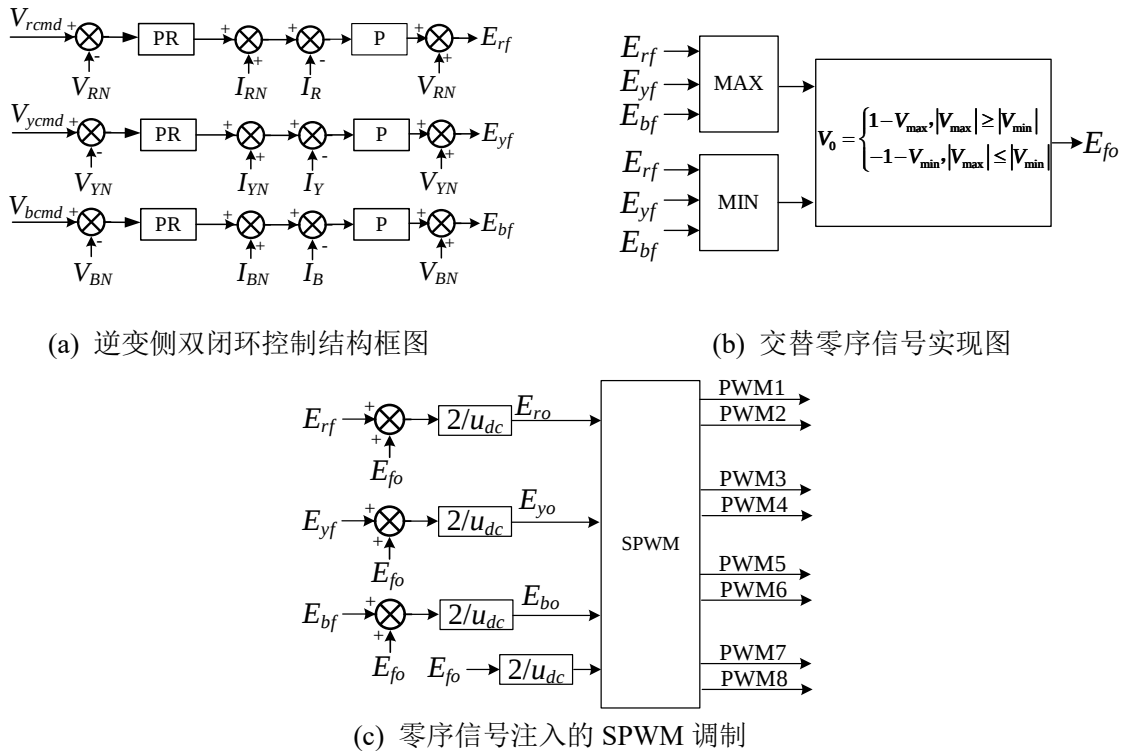


图 2-13 逆变侧主电路控制策略框图

PI 控制器是阶跃信号的内模，对直流量的控制可以实现零稳态误差，在直流处增益无穷大。PR 控制器是余弦信号的内模，对正余弦指令信号实现无稳态误差控制，在交流处增

益无穷大。逆变侧输出端为交流量，因此电压环采用 PR 控制器以实现在二倍频分量处的增益无穷大。并加入负载电流、电压前馈，避免了逆变系统的响应延迟，在交流测突加载时直流母线电压具有更快的响应速度，提高了电压环和电流环的响应速度和抗扰动能力，并且以简单的方式避免了增大控制增益导致系统失稳的问题。

2.4 本章小结

本章搭建了永磁电机交流发电系统在不同坐标系下的数学模型，并对交流发电系统整流侧和逆变侧的拓扑结构和控制框图进行分析，主要研究内容如下：

(1) 首先分析了不同坐标系下的数学模型，阐明了坐标变换的基本原理，为建立永磁电机交流发电系统的数学模型提供了理论基础。

(2) 将永磁电机交流发电系统分为三相桥式整流器和三相四桥臂逆变器进行分析。三相桥式整流器采用电压电流双闭环控制策略，对电压环和电流环 PI 调节器控制参数进行设计，提高发电系统稳定性，并采用 SVPWM 调制策略优化谐波，提高电压利用率。

(3) 三相四桥臂逆变器采用带负载电流和电压前馈的双闭环控制策略，加快发电系统逆变侧电压和电流的相应速度，提高了动态性能的稳定性。并采用基于交替零序分量注入的 SPWM 调制策略，简化了三相四桥臂矢量控制的复杂性，提高了直流母线电压利用率。

第3章 永磁电机交流发电系统负载特性分析

随着负载种类不断增多，永磁电机交流发电系统在为不平衡负载提供电能时，电机转矩稳定性变差出现脉动的现象，为改善不平衡负载下电机转矩脉动增大的问题，本章首先分析了在电力系统中不同负载类型的基本特性，解释了各类型负载上电瞬间和稳定运行时电压和电流的波形所产生的影响，并详细说明不平衡负载下负载功率和负载不平衡度对永磁电机交流发电系统产生的影响，最后搭建永磁电机交流发电系统在不平衡负载下的仿真模型，分析不同负载不平衡度下输出电压、直流母线电容和电机转矩的波形。

3.1 负载特性分析

永磁电机交流发电系统因移动方便、起动迅速、供电平稳、操作维修方便以及对环境适应性强的优点，作为备用电源、移动电源和应急电源在交通运输、国防、通信以及医疗行业有着广泛的应用。在这些应用场景下，存在各种类型的负载，在电力系统中对负载类型划分为阻性负载、感性负载、容性负载以及复合负载，其中复合负载是由感性负载和容性负载组合而成的。通过负载中的电流和电压是否成正比例关系，可将负载类型分为线性负载和非线性负载。在三相电力系统中，根据三相电流或电压是否相等可将负载类型分为平衡负载和不平衡负载。本章通过介绍了阻性负载、感性负载、容性负载、非线性负载以及不平衡负载的电压电流特性，并重点分析了不平衡负载下负载功率和负载不平衡度对电机转矩脉动的影响。

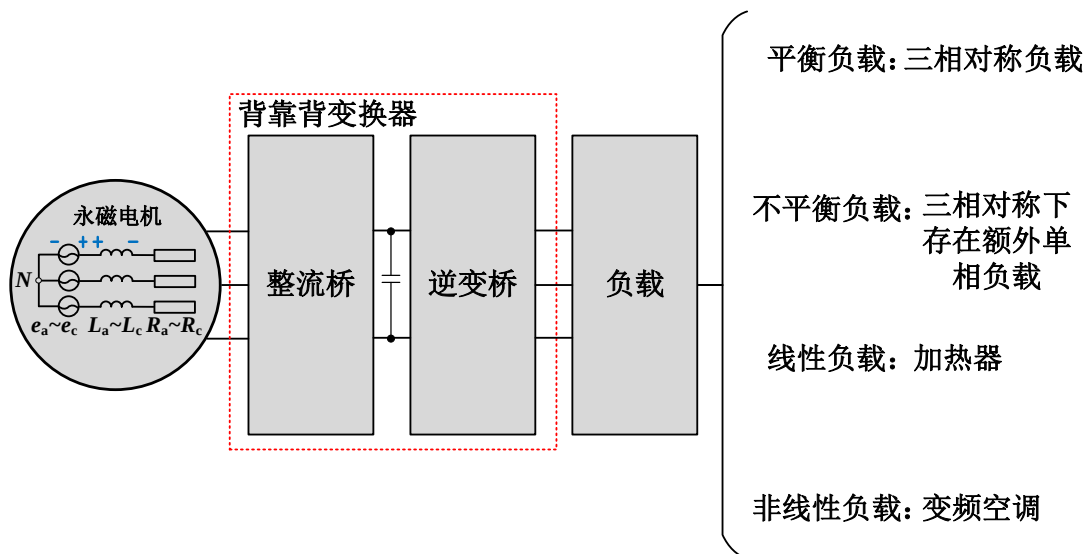


图 3-1 负载类型分类

(1) 感性负载

理想电感中电流和电压的关系，如式(3-1)所示：

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3-1)$$

其中， $u_L(t)$ 为电感两端电压， $i_L(t)$ 为电感电流。感性负载通常指带有电感参数的负载，及负载电流的相位滞后负载电压的相位特性的负载，并且在电感中存储能量，或是指电气设备会消耗有功功率还会消耗无功功率，并且有线圈负载的电路。其中有功功率表示在电路中将电能转换为热、光或机械能的功率。无功功率表示为通过电能进行恒能量转换，不消耗能量的功率。在感性负载电路中，电流滞后电压的角度为 ψ ， $\cos\psi$ 称为功率因数，表示为有功功率在总功率中的占比，总功率称为视在功率。图 3-2 为电感电压和电流的关系。

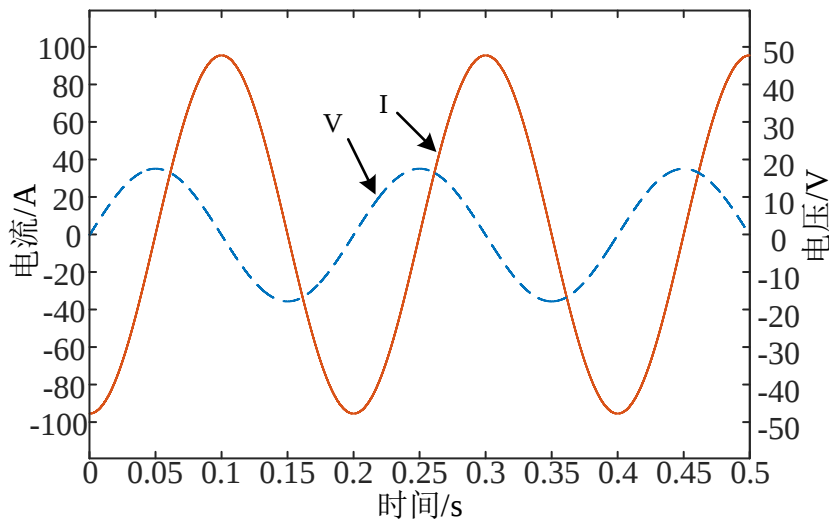


图 3-2 电感电压和电流的关系

从图 3-2 可得出，在电感元器件中，电压和电流相位上存在一定的相位差，即电压超前电流 90° ，且储存的能量主要由电流产生的磁场决定。应用电磁感应定律制作的大功率电器产品均为感性负载，例如电动机、压缩机、继电器、日光灯等。感性负载在启动瞬间会产生远高于额定工作电流的启动电流（通常可达额定值的 5-8 倍），这种现象源于电感特性对电流变化的滞后响应，例如一台正常运行的压缩机消耗的功率为 150W，但其启动功率可以达到 1000W 以上。

电感具有动态阻抗特性，当流经电感的电流发生变化时，其遵循楞次定律产生反向感应电动势，该电动势始终阻碍电流变化，即电流增大时抑制其增长，电流减小时阻止其衰减。这种电流的“惯性”特性导致电感负载如电机启动时，为克服电流突变所需的反电动势，必须施加远高于稳态的瞬时电压，尤其在恒功率系统中，初始电压需求更为显著。

(2) 容性负载

理想电容中电流和电压的关系，如式(3-2)所示。

$$i_c(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \quad (3-2)$$

其中， $u_c(t)$ 为电容两端电压， $i_c(t)$ 为电容内部电流。容性负载通常指带有电容参数的负载，确切为负载电流的相位超前负载电压的相位特性的负载，例如补偿电容负载。容性负载和感性负载一样都消耗有功功率和无功功率。容性负载在充放电时，电压不能突变，若电容两端外加电压突变，必会引起大电流的产生（类似于短路），其对应的功率因数为负值，而感性负载对应的功率因数为正值，则容性负载的无功功率可以抵消感性负载的无功功率并提高功率因数。

容性负载其核心特性是储存电场能量，并通过充放电过程与系统交换无功功率，常见的容性负载在电力系统做无功补偿、滤波，或在开关电源输入/输出端做滤波电容、变频器直流母线做支撑电容，或在触摸屏中做传感器。图 3-3 为电容电压和电流的关系。

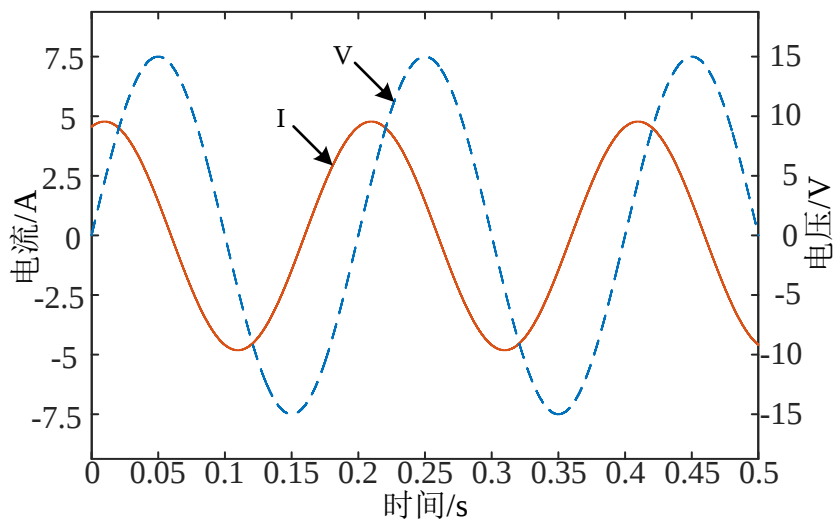


图 3-3 电容电压和电流的关系

由图 3-3 可得，电容的电压和电流有相位差，电流超前电压 90° ，其储能特性表现为电场能量存储。由于纯电感与纯电容的电流相位相差互为 180° ，二者可通过相位互补实现无功功率的动态平衡，提高功率因数。例如，当电源向感性负载（如电机）供电时，电感在电流上升时吸收磁场能，下降时释放能量，此时并联的电容器在电压上升时吸收电场能量，下降时释放能量，两者互补减少系统与电源间的无功功率循环。由于背靠背变换器的输出功率有限，并受各个电子元器件额定电压和额定电流的影响，在应对容性负载和感性负载时，启动瞬间会产生较大的电流浪涌，而引起电压畸变，使得背靠背变换器触发过

压或过流报警，影响机组的正常运行。较大的电流浪涌是由于容性负载和感性负载自身特性，背靠背逆变器只能根据电压畸变更改控制器参数来减少故障报警频率。

(3) 阻性负载

理想电阻中电流和电压之间的关系，如式(3-3)所示。

$$u_R(t) = Ri_R(t) \quad (3-3)$$

其中， $u_R(t)$ 为电阻两端电压， $i_R(t)$ 为流过电阻的电流。阻性负载通常指电阻类型的元件在工作时，负载电流和负载电压没有相位差，负载为阻性负载，例如电烤箱、白炽灯、电阻炉、地暖系统等，阻性负载在工作时只消耗有功功率。图 3-4 为电阻电压和电流得关系。

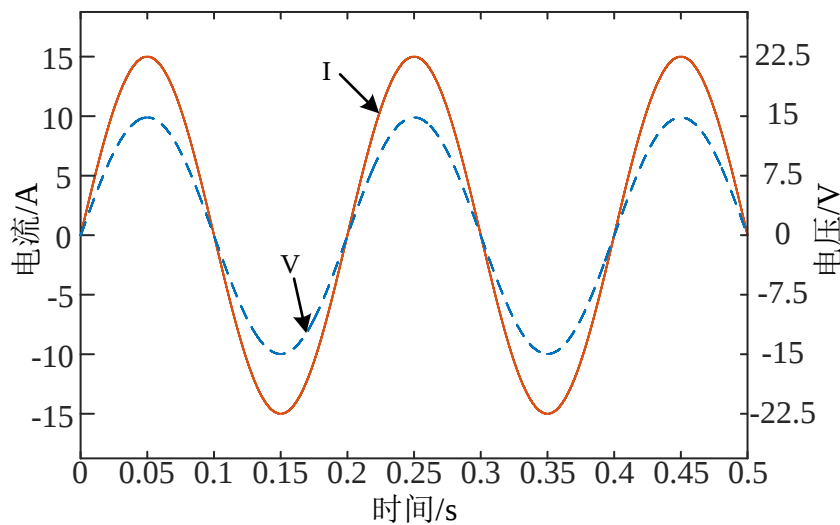


图 3-4 电阻电压和电流的关系

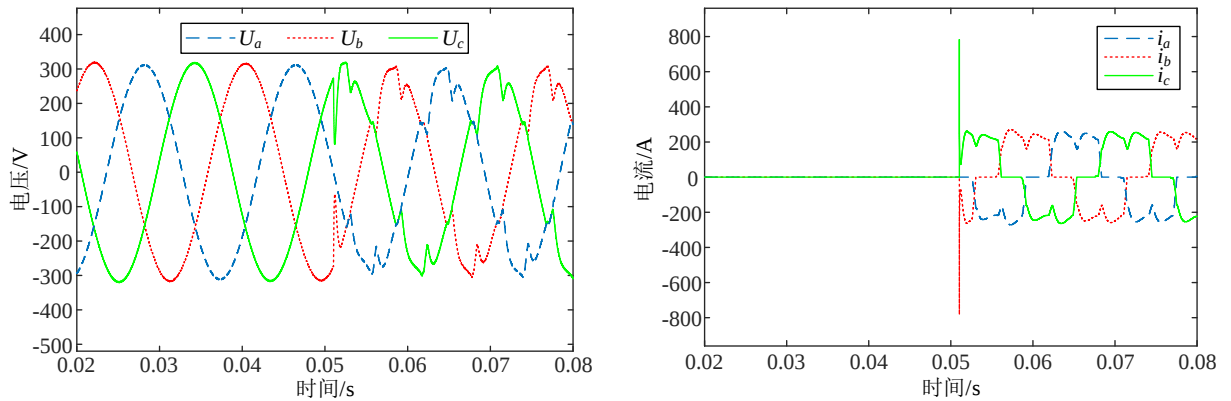
由图 3-4 可得，阻性负载电流吸收的能量和电压吸收的能量相等，电流和电压的相位相同。背靠背变换器为阻性负载提供电能时，因其电压和电流无相位差，但冷态电阻在启动时也需要设计缓启动电路防止冲击。因此在纯阻性负载的情况下，对背靠背变换器额定功率的选择应覆盖所有阻性负载的功率，并预留 20%余量。

(4) 非线性负载

非线性负载是指电流和电压之间不遵循欧姆定律的负载。欧姆定律描述了电流、电压和电阻之间的线性关系，及电流和电压成正比，和电阻成反比。而非线性负载，电流和电压之间的关系复杂不规律，可能表现为电流随电压的非均匀变化，即电流的增长和减小并不与电压的增长或减小保持固定的比例，这会导致谐波的产生、功率因数下降等问题。非线性负载电压和电流的关系可用式(3-4)表示：

$$i_{ub}(t) = f(u_{ub}(t)) \quad (3-4)$$

其中, $f(u_{ub}(t))$ 是一个非线性函数, 可表示为正弦波的畸变形式。在更复杂的负载情况下, 可以使用傅里叶级数展开或频域分析来描述电压和电压之间的非线性关系。常见的非线性负载有变频器、整流器、逆变器、开关电源、电机等, 当永磁电机交流发电系统为这些负载提供电能时, 其负载电流中除基波外还有高次谐波, 电流波形呈非正弦波, 为基波频率的整数倍, 并且使得电压波形发生畸变, 功率因数降低, 影响电能质量。如图 3-5 所示, 为永磁电机交流发电系统在整流性负载下的三相电压和电流的关系。



(a) 非线性负载下的三相电压

(b) 非线性负载下的三相电流

图 3-5 非线性负载下电压和电流

由图 3-5 可知, 当永磁电机交流发电系统带非线性性负载的瞬间, 存在很大的冲击电流, 此冲击电流是稳定运行时的四倍左右, 且带载的瞬间, 三相负载电压开始畸变, 带载后, 由于负载电流发生畸变而引起输出电压发生畸变, 畸变程度和非线性负载的大小有关。

非线性负载运行时产生的电压和电流畸变影响, 常在负载前端添加滤波器来减小或消除谐波, 改善输出电压畸变。对于现在常见的电源系统中的直流母线电容负载, 在上电的瞬间相当于短路, 则需要添加额外的预充电路来防止启动瞬间电容类似短路的现象。

(5) 不平衡负载

不平衡负载的定义是在三相负载中, 三相电压幅值不相等或相位上相差不是 120° 。对于永磁电机交流发电系统而言, 常为三相负载和单相负载混合供电, 若每一项上加的单相负载的功率不相等, 则会出现三相负载功率不平衡的情况。传统的三相三线逆变拓扑结构, 在三相不平衡负载下, 会出现三相输出电压幅值不相等。本文采用三相四线拓扑中的三相四桥臂结构, 可最大程度的平衡输出三相电压的幅值。不平衡负载产生的原因可分为以下三点:

1) 单相负载在三相系统中的分布不均匀, 会导致三相电流不平衡。例如, 某一相上存在大量单相用电设备, 造成该相负载过重, 其他相负载较轻。

2) 三相负载本身存在不对称性, 例如三相电机的绕组故障或三相变压器的不平衡, 会造成三相负载不对称。

3) 线路中阻抗不一致, 供电线路中的阻抗差异可能会导致各相电压压降不同, 从而引起三相负载不平衡。此外, 线路中若出现短路、接地故障等, 也可能引起瞬间的三相电流的变化, 导致电流不平衡。

三相负载电流和三相负载电压的时域表达如式为(3-5)、式(3-6)所示:

$$\begin{cases} i_{rn} = \sqrt{2}I_a \sin(\omega t) \\ i_{yn} = \sqrt{2}I_b \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_{bn} = \sqrt{2}I_c \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3-5)$$

$$\begin{cases} u_{rn} = \sqrt{2}V \sin(\omega t - \varphi) \\ u_{yn} = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 120^\circ - \varphi) \\ u_{bn} = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 120^\circ - \varphi) \end{cases} \quad (3-6)$$

其中 i_{rn} 、 i_{yn} 、 i_{bn} 为三相负载电流, u_{rn} 、 u_{yn} 、 u_{bn} 为三相负载电压, I_a 、 I_b 、 I_c 为三相负载电流的有效值, V 为负载电压的有效值, φ 为负载电压与电流之间的相位角。根据上述的电压和电流的关系, 可以得出三相负载的瞬时功率为:

$$\begin{cases} P_r = u_{rn}i_{rn} = VI_a [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \\ P_y = u_{yn}i_{yn} = VI_b [\cos \varphi - \cos(2\omega t - 240^\circ - \varphi)] \\ P_b = u_{bn}i_{bn} = VI_c [\cos \varphi - \cos(2\omega t + 240^\circ - \varphi)] \end{cases} \quad (3-7)$$

则三相负载的总瞬时功率为:

$$\begin{aligned} P_T &= P_r + P_y + P_b \\ &= V(I_a + I_b + I_c) \cos \varphi \\ &\quad - V[I_a \cos(2\omega t - \varphi) + I_b \cos(2\omega t - 240^\circ - \varphi) + I_c \cos(2\omega t + 240^\circ - \varphi)] \end{aligned} \quad (3-8)$$

若三相负载平衡, 三相负载电流有效值相等, 即 $I_a=I_b=I_c=I$, 此时总瞬时功率为:

$$P_T = P_r + P_y + P_b = 3VI \cos \varphi \quad (3-9)$$

由式(3-8)和(3-9)可知, 当三相负载不平衡时, 即三相电流不相等, 三相总瞬时功率存

在二倍频的谐波分量，若三相负载平衡时，三相总瞬时功率的二倍频分量相位相互抵消，只存在基频分量，即平衡分量。图 3-6 为平衡和不平衡负载下的负载功率，不平衡负载下负载功率的变化是波动的。

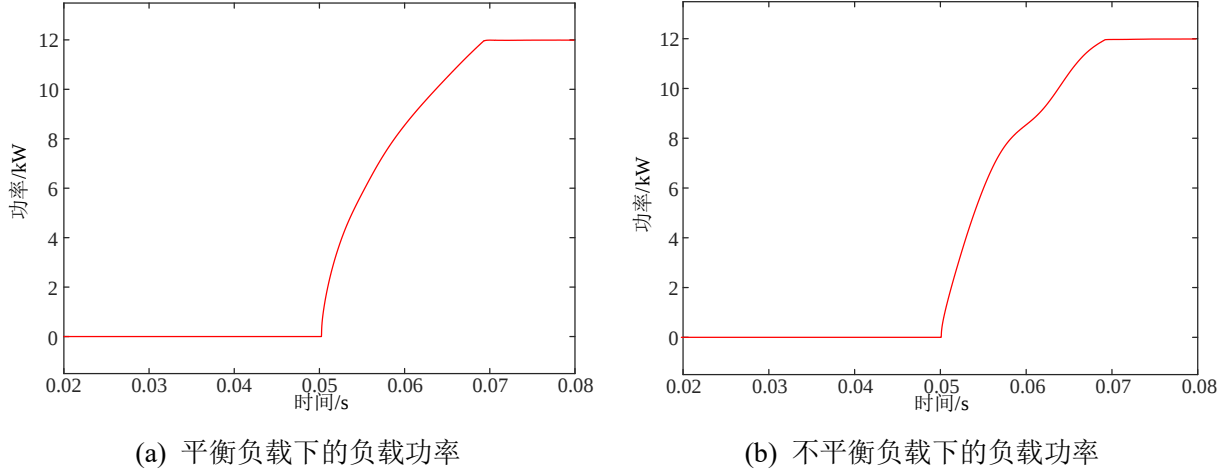


图 3-6 平衡和不平衡负载下的负载功率

3.2 不平衡负载对转矩脉动的影响

3.2.1 负载功率对转矩脉动的影响

本文采用 $i_d=0$ 控制，根据 $d-q$ 坐标系下的转矩公式(2-27)可得：

$$T_e = \frac{3p}{2} i_q \varphi_f \quad (3-10)$$

由式(3-10)可得，电机电磁转矩与直轴电流呈线性关系，由式(2-28)、(2-29)知， q 轴电流与直流母线电压值有关，因此将式(2-28)、(2-29)代入式(3-10)中可得：

$$T_e = \frac{p\varphi_f u_{dc} \left(C \frac{du_{dc}}{dt} + i_{inv} \right)}{u_q} \quad (3-11)$$

根据电机电磁转矩与电机实际输出功率关系为：

$$P = T_e * \omega_m \quad (3-12)$$

永磁电机的电磁转矩和负载功率成比例相关关系，当永磁电机正转时，电磁转矩与负载功率呈正相关，当永磁电机反转或制动状态时，电磁转矩与负载功率符号相反，但绝对值呈正比例关系。若负载功率存在波动，会导致转矩产生脉动。联立式(3-11)和(3-12)得：

$$P = \frac{p\varphi_f u_{dc} \omega_m \left(C \frac{du_{dc}}{dt} + i_{inv} \right)}{u_q} \quad (3-13)$$

忽略整流侧和逆变侧的开关损耗，根据能量守恒定律可知，电机实际输出功率和负载的总功率相等，联立式(3-8)和(3-13)得：

$$\begin{cases} \left(C \frac{du_{dc}}{dt} + i_{inv} \right) u_{dc} = \frac{u_q}{p\phi_f \omega_m} (P_{bl} - P_{ub}) \\ P_{bl} = V(I_a + I_b + I_c) \cos \varphi \\ P_{ub} = V \begin{bmatrix} I_a \cos(2\omega t - \varphi) \\ + I_b \cos(2\omega t - \varphi - 240^\circ) \\ + I_c \cos(2\omega t - \varphi + 240^\circ) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-14)$$

其中， P_{bl} 为功率的平衡分量， P_{ub} 为功率的不平衡分量。从式(3-14)中可以得出，由于不平衡负载下，负载功率存在二倍频分量，导致电机转矩脉动增大，而直流母线电压也存在二次谐波波动。为抑制电机转矩脉动，传统方案是通过增大直流母线电压容量来衰减母线电压二次谐波波动，但会显著增加系统体积并牺牲功率密度。为此，本文基于电压外环主动控制的改进策略，通过闭环控制，实时抑制负载功率不平衡分量导致的直流母线电压波动，从而消弱电压波动对逆变器输出的耦合效应，最终降低转矩脉动。

3.2.2 负载不平衡度对转矩脉动的影响

负载不平衡度是评估三相负载不平衡的程度。不平衡度越高，电能损耗越高，设备的使用寿命减少。在三相三线逆变器系统中，不平衡负载引起输出电压幅值不相等，负载不平衡度通常定义为三相输出电压最大值和最小值之差除以三相输出电压之和。而在三相四线逆变器系统中，由于增加了一相桥臂，保证了中性点的压降为零，平衡了三相输出电压，因此负载不平衡度通常定义为三相负载电流最大值与最小值之差除以三相负载电流之和。

$$\text{不平衡度} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_t} \times 100\% \quad (3-15)$$

其中 $I_{\max}$ 为负载电流最大值， $I_{\min}$ 为负载电流最小值， I_t 为负载电流三相总值。则在三相四线逆变系统中，负载不平衡度越大即负载电流的最大值与最小值差值越大，及三相负载功率最大值和最小值的差值越大，则不平衡度的公式可表示为：

$$\text{不平衡度} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_T} \times 100\% \quad (3-16)$$

其中， $P_{\max}$ 为单相负载功率的最大值， $P_{\min}$ 为单相负载功率的最小值，由式(3-12)可知，负载功率和电机转矩成比例关系，转速一定时，负载功率越大，电机转矩也随之增大。

3.3 仿真分析

根据军用交流电站通用标准（GJB235B）中对不对称负载的定义，即额定功率不大于 250kW 的三相电站在一定的三相对称负载下，在其任一相上再加 25%（对双频电站的工、中频机为 20%）额定功率的电阻性负载。

不平衡负载仿真模型如图 3-7 所示。此模型可分为 ACDC 整流、DCAC 逆变、LC 滤波器、不平衡负载等。在电机恒速运行下，其输出的三相交流电经 ACDC 整流电路转换为较为稳定的高压直流母线电压，后通过 DCAC 逆变电路调制为三相交流电，为满足负载对电能质量的要求，输出端接入 LC 滤波器，通过设计合理的截止频率衰减高次谐波分量，最终向负载提供低畸变率的正弦供电。其中，DCAC 逆变模块由 SPWM 和负载电流电压反馈的双闭环控制两部分组成。

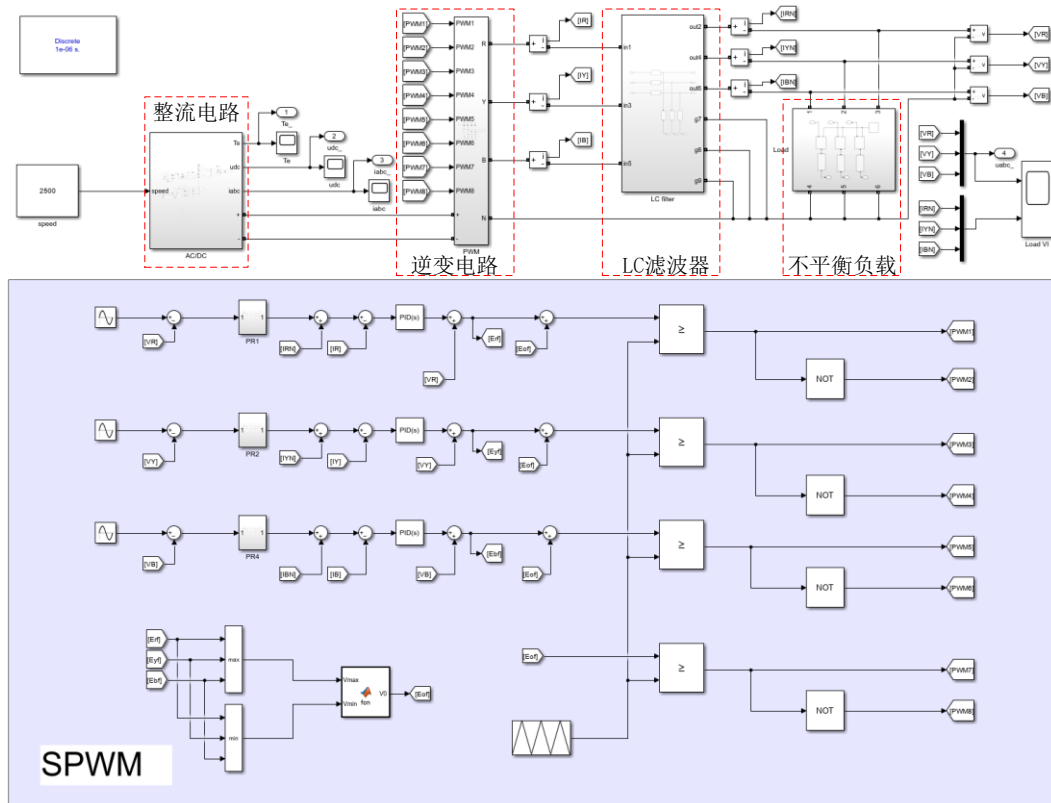


图 3-7 不平衡负载下的仿真模型

本文以总功率为 15kW 的三相柴油发电机组搭建不平衡负载模型，由于三相负载上的总功率应小于额定功率，因此以三相负载额定功率一半的负载做为平衡负载，以三相平衡的情况下在其中任意一相上再增加分别为 5%、10%、25%、30%额定功率的负载，测试不同功率和不同不平衡度下的三相负载电流、三相负载电压以及直流母线电压的波形。永磁电机交流发电系统主要参数如表 3-1 所示。

表 3-1 永磁电机交流发电系统主要参数

编号	参数	参数值
1	定子电阻 R/Ω	0.095
2	极对数 P_n	5
3	直轴电感 L_d/mH	376
4	交轴电感 L_q/mH	435
5	直流母线电压 U_{dc}/V	720
6	额定转速 $N_r/(\text{r}/\text{min})$	2200
7	额定功率 P/kW	15
8	滤波电感 L/mH	500
9	滤波电容 C/mF	80
10	直流母线电压 U_{dc}/V	720

在四个工况下的三相负载电流仿真波形如图 3-8 所示。仿真在 0.11s 开始加载，0.27s 开始卸载。由图可知，根据负载不平衡度表达式可以求出各个工况下的不平衡度为 9.1%、16.7%、33.3%、37.5%。

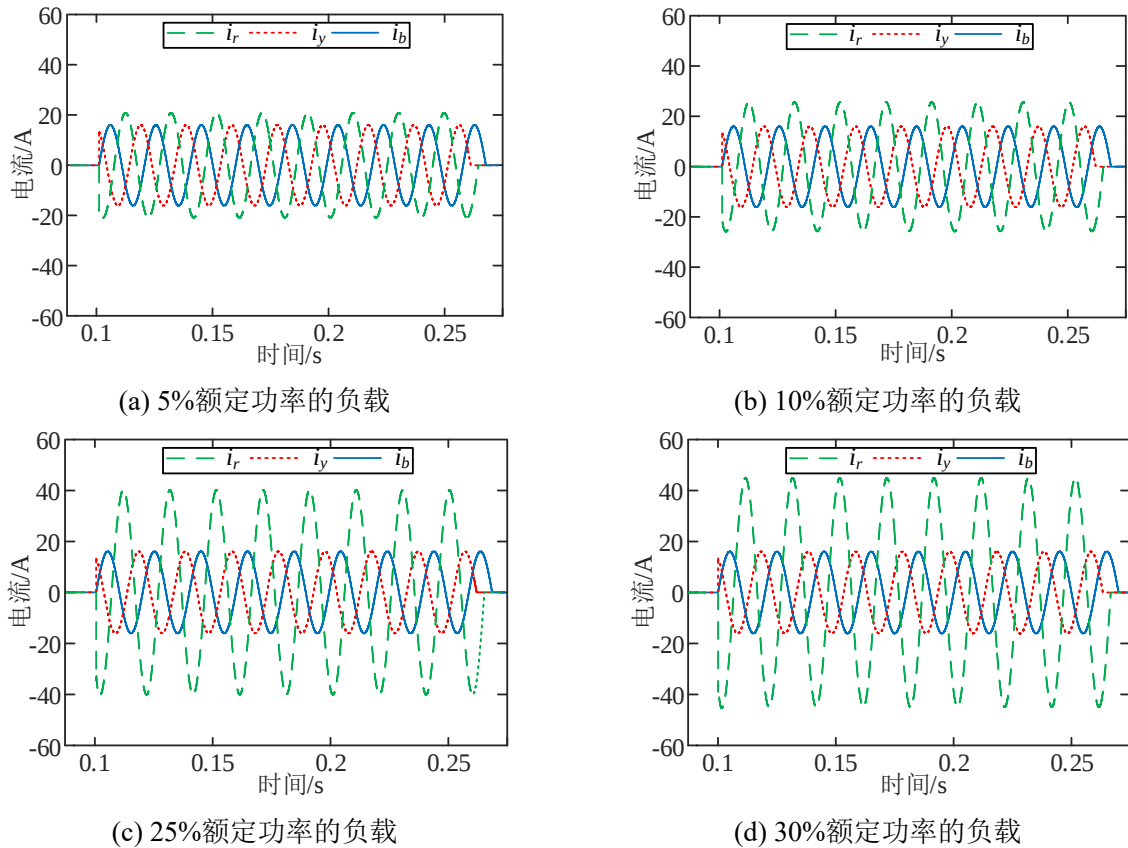


图 3-8 四个工况下的三相负载电流仿真波形图

在四个工况下的三相负载电压仿真波形如图 3-9 所示，由于逆变侧采用三相四桥臂拓扑结构，平衡了输出相电压。随着不平衡度的增大，三相负载电压一直处于对称状态。

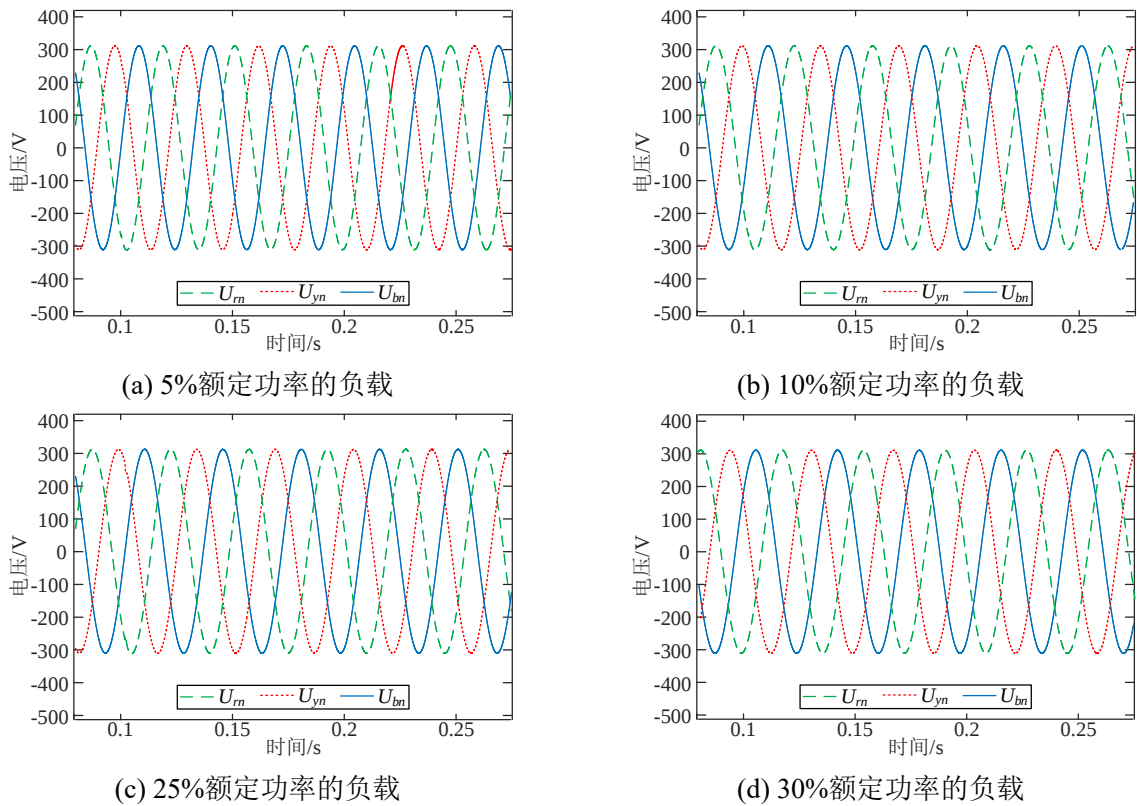


图 3-9 四个工况下的三相负载电压仿真波形图

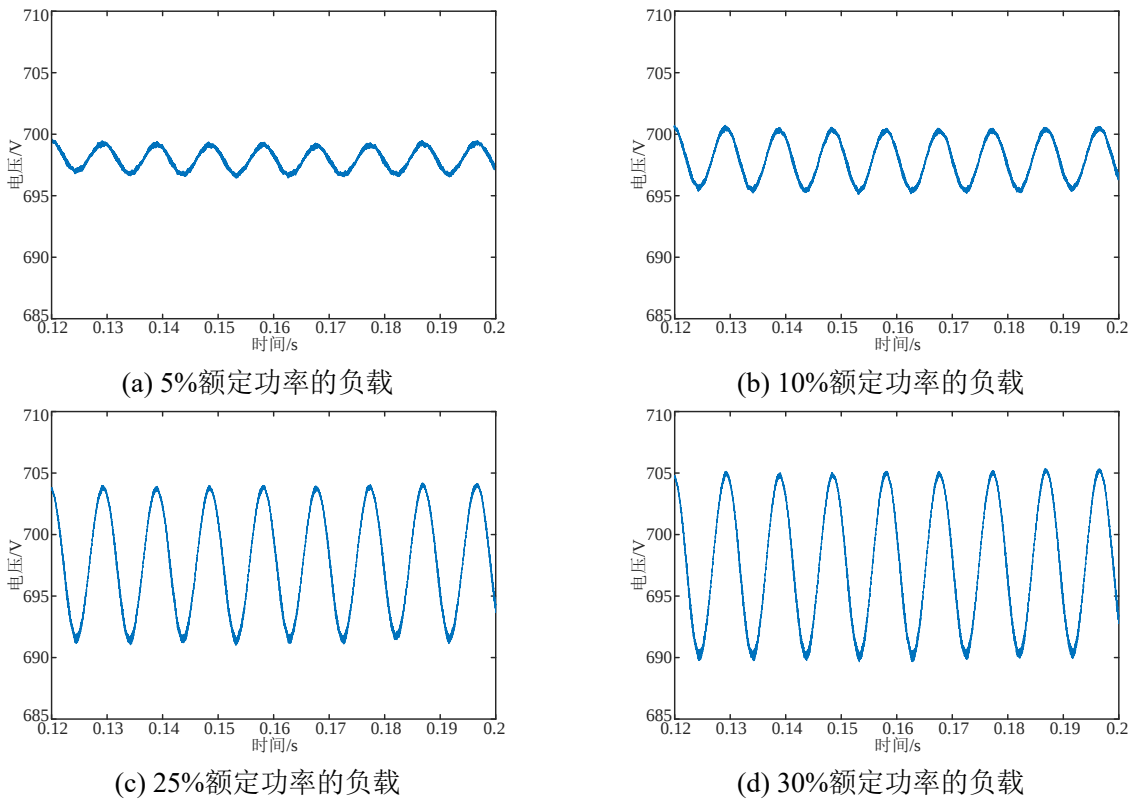


图 3-10 四个工况下的直流母线电压仿真波形图

在四个工况下的直流母线电压仿真波形如图 3-10 所示,随着负载不平衡度的增加,也就是三相负载总功率越大,直流母线电压的波动越大。在四个工况下的电机电磁转矩仿真波形如图 3-11 所示,电机转矩在不平衡负载下存在有规律的脉动,在单相上加入 5%额定功率的负载时,其脉动幅值范围为-20N~-46N,在加入 10%额定功率的负载时,其脉动幅值范围为-20N~-50N,在加入 25%额定功率的负载时,其脉动幅值范围为-20N~-70N,在加入 30%额定功率的负载时,其脉动幅值范围为-20N~-80N。随着负载不平衡度增大,电机转矩脉动的幅值也增大。

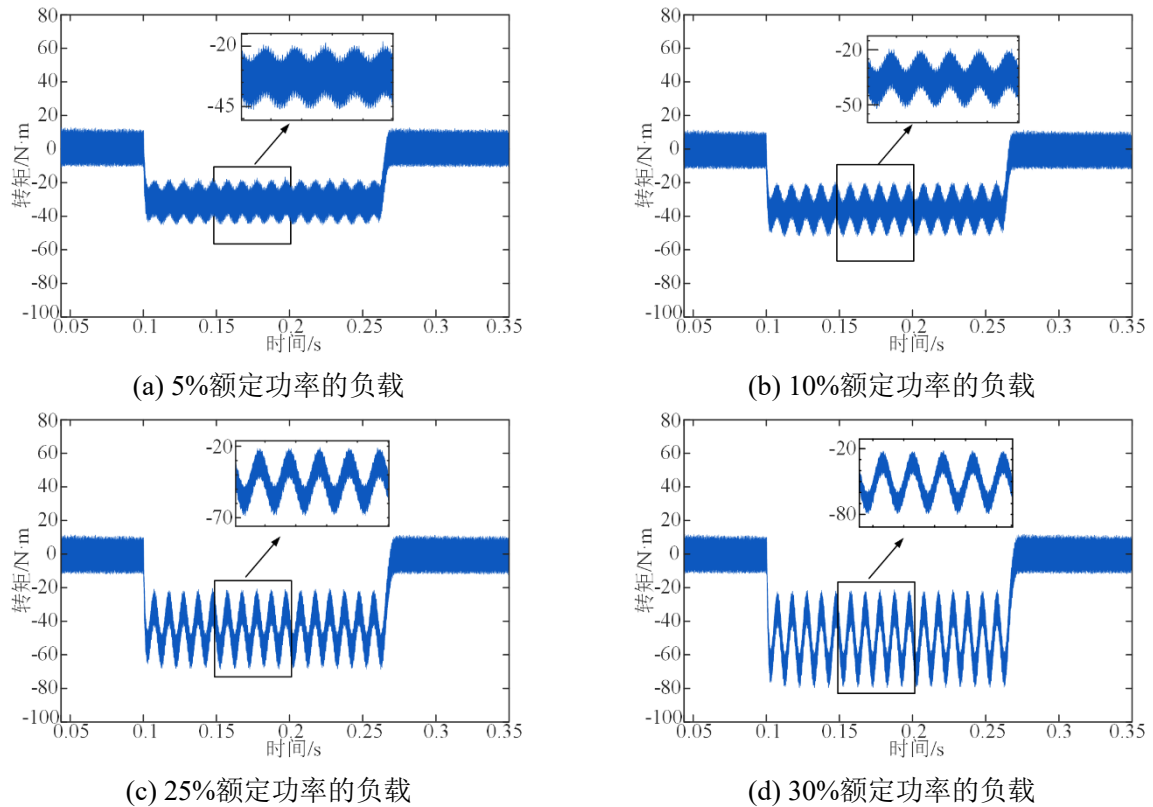


图 3-11 四个工况下的电机电磁转矩仿真波形图

通过四组工况的仿真试验验证,当两相负载功率恒定时,单独增大第三相负载功率将导致以下现象:

- 1) 三相电流不平衡。三相负载电流随着单相负载功率增加而显著上升。得益于三相四桥臂拓扑的中性点钳位效应,三相负载电压仍保持对称性;
- 2) 直流母线电压存在波动。三相功率的二倍频分量随电流不平衡度增大而增强,导致直流母线电压呈周期性脉动;
- 3) 电机电磁转矩脉动幅值与负载不平衡度呈正相关,负载不平衡度越大,电磁转矩脉动幅值越大。

3.4 本章小结

本章主要分析永磁电机交流发电系统的所带负载基本特性，并对电力系统所划分的不同负载类型对交流发电系统的影响分析，通过建立仿真模型揭示电压电流的动态关系。主要研究内容如下：

(1) 首先，对感性负载、容性负载、阻性负载基础类型负载通过仿真对比三类负载的电压电流波形特征，感性负载呈电流滞后电压的相位特征，容性负载呈电流超前电压的相位特征，这两类负载消耗无功功率并在启动瞬间存在较大的冲击电流。阻性负载电压和电流保持同相位关系。

(2) 其次，对非线性负载和不平衡负载特殊类型负载仿真分析，非线性负载在启动瞬间产生电流冲击，稳定运行后由于负载电流的谐波含量较大导致交流发电系统输出电压发生畸变，影响系统电能质量。由于单三相负载共存，系统不可避免产生负载不平衡现象，破坏了系统稳定性。针对不平衡负载的负载功率存在二倍频分量，使得直流母线电压二倍频波动，又根据永磁交流发电系统输出功率直接影响电机电磁转矩，推导了电机电磁转矩和直流母线电压之间的联系。

(3) 最后，重点分析不平衡负载对转矩脉动的影响，负载不平衡度升高电机转矩脉动增大，并通过仿真验证四种不平衡负载工况下，永磁电机交流发电系统负载电流、负载电压、直流母线电压以及电机电磁转矩的影响。负载不平衡度和负载功率增大均会加大直流母线电压和电机电磁转矩的脉动。

第4章 不平衡负载下永磁电机转矩脉动抑制方法

根据第二章和第三章的理论和负载特性分析，永磁电机交流发电系统在不平衡负载下的电机电磁转矩和直流母线电压存在联系。为抑制永磁电机转矩脉动，从改进的控制策略出发，本章提出了一种基于三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略。首先，介绍了陷波滤波器的基本原理，并根据一般陷波滤波器的缺点设计出三参数陷波滤波器。其次，推导了基于三参数陷波滤波器在整流侧系统中的开环传递函数，并分析了不同陷波滤波器参数对系统陷波深度的影响。然后，给出基于自抗扰控制的整流侧电压环永磁电机转矩脉动抑制策略和三参数陷波滤波器转矩脉动抑制策略作对比。最后，通过仿真验证了所提三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略抑制永磁电机转矩脉动的有效性。

4.1 陷波滤波器的基本原理

陷波滤波器是由高通和低通滤波器组合而成的一种特殊的带阻滤波器，只是它的阻带非常窄，其核心功能是在信号处理中针对特定频率的信号进行大幅度的衰减，同时让其他频率的信号相对无损的通过。陷波滤波器的阶数通常至少为二阶，以确保在目标频率点有足够深得陷波效果^[63]。常见的陷波滤波器一般为二阶陷波滤波器，被用于去除信号中的 50Hz 或 60Hz 工频干扰，或者去除音频信号中的某个噪声频率。工程上常常通过并联或串联电阻、电感和电容等元器件来形成陷波特性和，例如 RLC 电路中的电感和电容大小的选择可以决定陷波滤波器的中心频率和带宽。而采用模拟电路设计的陷波滤波器占用系统整体的体积，影响系统的功率密度，并且若需要滤除多个频段处的频率，则需要多个陷波滤波器级联，增大系统体积。因此，在工程实践中采用数字化信号处理技术构建陷波滤波器的核心功能模块具有显著优势。通过可编程算法实现特定频段信号衰减、动态参数配置及实时频率响应调节，不仅能提升滤波精度与灵活性，更能适应复杂电磁环境下对噪声抑制的智能化需求，这一技术路径对于现代高精度控制系统具有重要应用价值。

4.1.1 一般陷波滤波器

一般陷波滤波器是二阶陷波滤波器中最常用的，其传递函数为^[64]：

$$G_n = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-1)$$

其中， ζ 为陷波系数， ω_n 为中心频率，输出端为工频频率即 50Hz，因此直流母线电压

的二倍频 100Hz 是固定且已知的，即 $\omega_n=100\text{Hz}$ 。此陷波滤波器只能调节陷波宽度而不能调节陷波深度。

根据陷波滤波器传递函数可得幅频特性曲线，如图 4-1 所示。陷波滤波器在小于 $2\pi*100\text{rad/s}$ 处存在近 -90° 相位滞后，因此陷波滤波器的陷波系数通常取较小值来减小相位滞后，陷波系数越小，陷波滤波器在陷波频率附近的带宽越小。

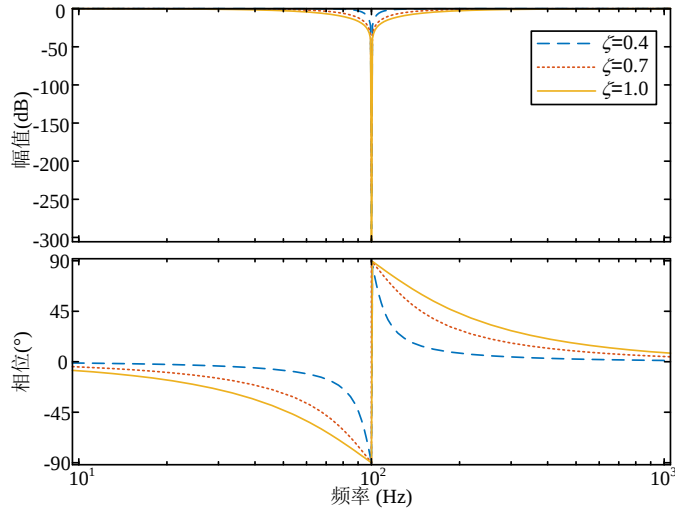


图 4-1 一般陷波滤波器幅频特性曲线图

在编程系统中，连续的传递函数不能被实现，需要离散化的手段将 s 域下的传递函数转换成离散的 z 域函数，常用的离散化的方法有：前向差分法、后向差分法、双线性变换法、零阶保持器法、一阶保持器法和脉冲响应法，前向差分法和后向差分法因其简单、易于实现，被广泛使用。双线性变换法在稳定性、频率特性、计算复杂度之间缺德平衡，适合大多数工程应用。零阶保持器法默认用于数字控制系统硬件实现，但相位滞后使得动态性能下降。一阶保持器法相比于零阶保持器能对快速变化信号具有跟踪力强的特点，但计算复杂度高。脉冲响应法的离散系统脉冲响应和连续系统严格匹配，但仅适用于有限脉冲响应系统。本文根据兼顾稳定性和频率特性的双线性变换法设计离散后的传递函数。

前向差分法公式为：

$$z = e^{Ts} \approx 1 + Ts \Leftrightarrow s = \frac{z-1}{T} \quad (4-2)$$

后向差分法公式为：

$$z = e^{Ts} = \left(e^{-Ts}\right)^{-1} \approx \frac{1}{1-Ts} \Leftrightarrow s = \frac{1-z^{-1}}{T} \quad (4-3)$$

双线性变换法公式为：

$$z = e^{Ts} = e^{\frac{Ts}{2}} \left(e^{-\frac{Ts}{2}} \right)^{-1} \approx \frac{1 + \frac{Ts}{2}}{1 - \frac{Ts}{2}} \Leftrightarrow s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4-4)$$

其中, T 为离散化的时间即采样时间。将传递函数离散的公式为:

$$zy(z) = y(z+1), z^{-1}y(z) = y(k-1) \quad (4-5)$$

4.1.2 三参数陷波滤波器

由于一般陷波滤波器只能调节陷波宽度, 在一般陷波滤波器的基础上, 添加陷波滤波器传递函数分子中缺失的一阶系数, 变为三参数二阶陷波滤波器, 其传递函数为^[65]:

$$G_n = \frac{s^2 + 2k_1\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2k_2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-6)$$

其中, k_1 和 k_2 为陷波系数, 通过调节 k_1 和 k_2 的值来调整带宽和陷波深度, ω_n 为需要滤除的频率。根据传递函数绘制幅频特性曲线, 如图 4-2 所示。

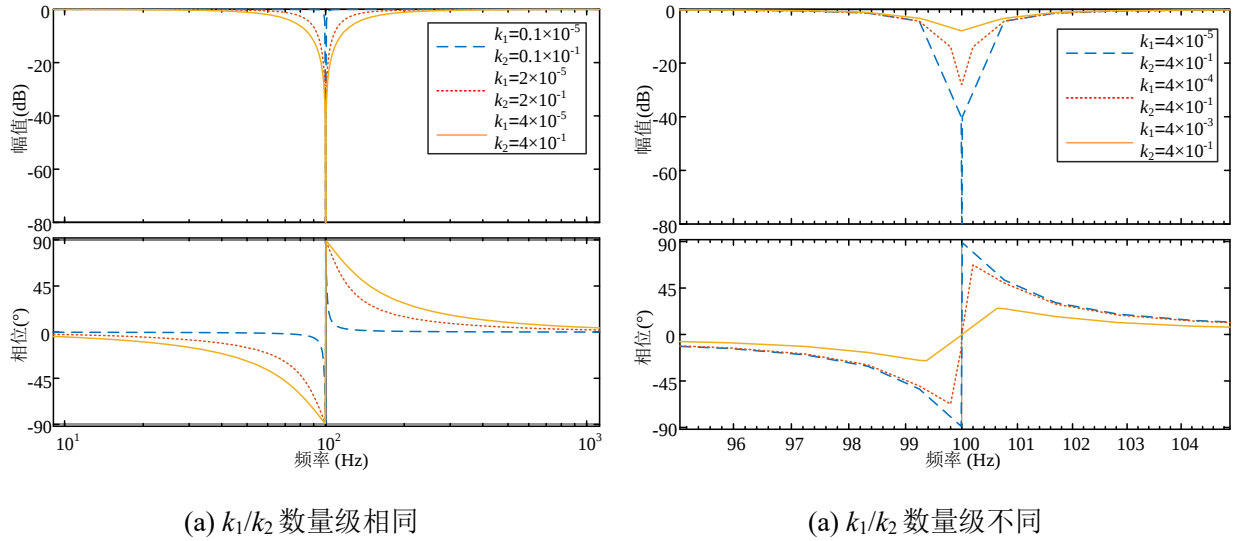


图 4-2 三参数陷波滤波器幅频特性曲线图

k_1 和 k_2 比值在同一数量级下即在 10^{-4} 的数量级下三参数陷波滤波器幅频特性曲线图如图 4-2(a)所示, 陷波滤波器的陷波深度不变, 随着 k_1 与 k_2 同一数量下的数值增大, 陷波滤波器的带宽也随之增大。如图 4-2(b)所示为比值在不同数量级下的三参数陷波滤波器幅频特性曲线图, 改变 k_1/k_2 的数量级, 则会改变陷波滤波器的陷波深度, 数量级越大, 陷波深度越小。为了方便理解, 重新定义新的三参数陷波滤波器:

$$G_n = \frac{s^2 + 2k_n\sigma\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\sigma\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-7)$$

$$k_1 = \sigma k_n, k_2 = \sigma \quad (4-8)$$

将式(4-4)带入式(4-7)中得:

$$G_n(z) = \frac{\frac{4}{T^2} \frac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2} + 2k_n \sigma \omega_n \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \omega_n^2}{\frac{4}{T^2} \frac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2} + 2\sigma \omega_n \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \omega_n^2} \quad (4-9)$$

将式(4-9)化简得:

$$G_n(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a + bz^{-1} + cz^{-2}}{d + bz^{-1} + ez^{-2}} \quad (4-10)$$

其中:

$$\begin{cases} a = 4 + 4k_n \sigma \omega_n T + \omega_n^2 T^2 \\ b = 2\omega_n^2 T^2 - 8 \\ c = 4 - 4k_n \sigma \omega_n T + \omega_n^2 T^2 \\ d = 4 + 4\sigma \omega_n T + \omega_n^2 T^2 \\ e = 4 - 4\sigma \omega_n T + \omega_n^2 T^2 \end{cases} \quad (4-11)$$

将式(4-5)带入到(4-10)中化简得:

$$Y(z) = \frac{a}{d} X(z) + \frac{b}{d} X(z-1) + \frac{c}{d} X(z-2) - \frac{b}{d} Y(z-1) - \frac{e}{d} Y(z-2) \quad (4-12)$$

转换后的差分方程为输入输出的形式, 便于三参数陷波滤波器的数字化实现。

4.2 不平衡负载下基于三参数陷波滤波器的永磁电机转矩脉动抑制方法

根据第一节对三参数陷波滤波器基本原理的详细介绍, 陷波滤波器是一种选择性极强的滤波器, 用于消除特定频率的干扰信号。本文主要研究三参数陷波滤波器的转矩脉动抑制方法, 原理如图 4-3 所示。其中, G_{cq} 为电流环传递函数, G_n 为陷波滤波器传递函数。

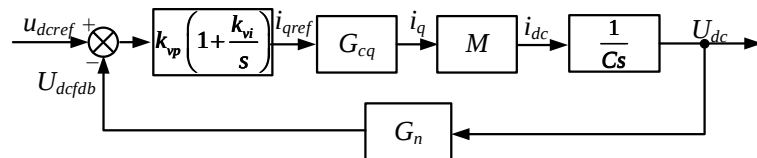


图 4-3 基于三参数陷波滤波器的转矩脉动抑制方法

4.2.1 三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的基本原理

图 4-4 为不平衡负载下的直流母线电压谐波含量图, 基频为 50Hz, 100Hz 频率占比较大, 根据陷波滤波器对特定频率下的信号滤除的特点, 滤除直流母线电压二倍频谐波并反

馈回电压环路中，以此减小电机转矩脉动，进而提高带不平衡负载的能力。

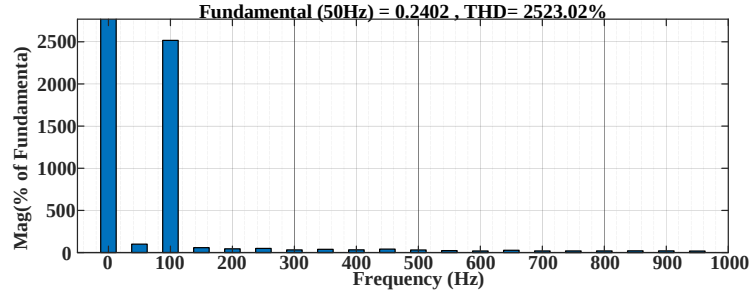


图 4-4 直流母线电压谐波含量图

电压环指令为直流母线电压设定值，电压环采用 PI 控制，具有对直流变量实现无静差控制的能力。电流环的输入为交轴电流的指令值及电压环的输出值，电流环也采用 PI 控制，后和 $i_d=0$ 控制的 d 轴电流环共同通过 SVPWM 调制策略控制开关管的通断，实现三相交流电到直流电的转换，最后在电压环反馈回路中添加陷波滤波器实现 100Hz 频率的滤除。

4.2.2 三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的参数设计

由图 4-3 得，加入陷波滤波器后的整流侧系统开环传递函数为：

$$G_{vo} = \frac{Mk_{cpq}G_n(k_{vp}s + k_{vp}k_{vi})}{Cs^2(L_qs + k_{cpq})} \quad (4-13)$$

其中 $M=0.75z\cos\varphi$ ，取最大值 0.8625， z 为调制度， $\cos\varphi$ 为永磁电机的功率因数， z 取 1.15。分别将一般陷波滤波器和三参数陷波滤波器的传递函数代入式(4-13)中得：

$$G_{vo} = \frac{Mk_{cpq}(k_{vp}s + k_{vp}k_{vi})(s^2 + \omega_n^2)}{Cs^2(L_qs + k_{cpq})(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (4-14)$$

$$G_{vo} = \frac{Mk_{cpq}(k_{vp}s + k_{vp}k_{vi})(s^2 + 2k_n\sigma\omega_n s + \omega_n^2)}{Cs^2(L_qs + k_{cpq})(s^2 + 2\sigma\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (4-15)$$

为了更好分析永磁电机交流发电系统传递函数的稳定性能，绘制式(4-14)和式(4-15)的幅频特性曲线。图 4-5 为一般陷波滤波器系统幅频特性曲线，陷波系数在 0.7 附近时，陷波深度最大；小于 0.7 时，随着陷波系数值得增大，陷波深度随之增大；陷波系数在 0.7 和 1 之间时，陷波系数越大，陷波深度越小。图 4-6 为三参数陷波滤波器 k_n 相同， σ 不同和 k_n 不同， σ 相同时的幅频特性曲线，当 k_n 相同时， σ 越大陷波带宽越大，当 σ 相同时， k_n 越大陷波深度越大。相对于一般陷波滤波器系统，三参数陷波滤波器系统在陷波频率前得频率处不会带来相位超前 360° 的现象。因此本文采用三参数陷波滤波器，参数选择 $k_n=1 \times 10^{-4}$ ， $\sigma=4 \times 10^{-1}$ 。

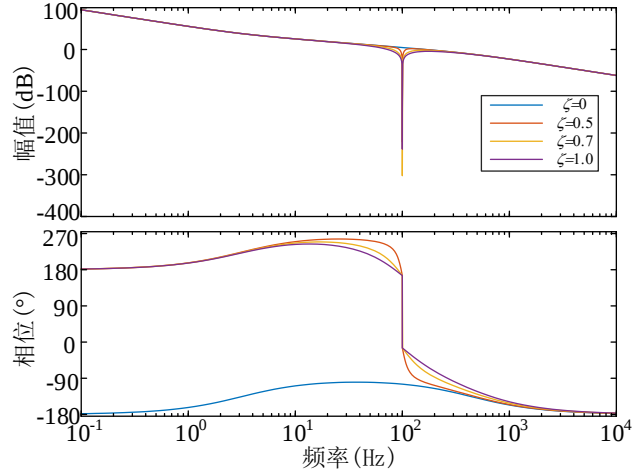
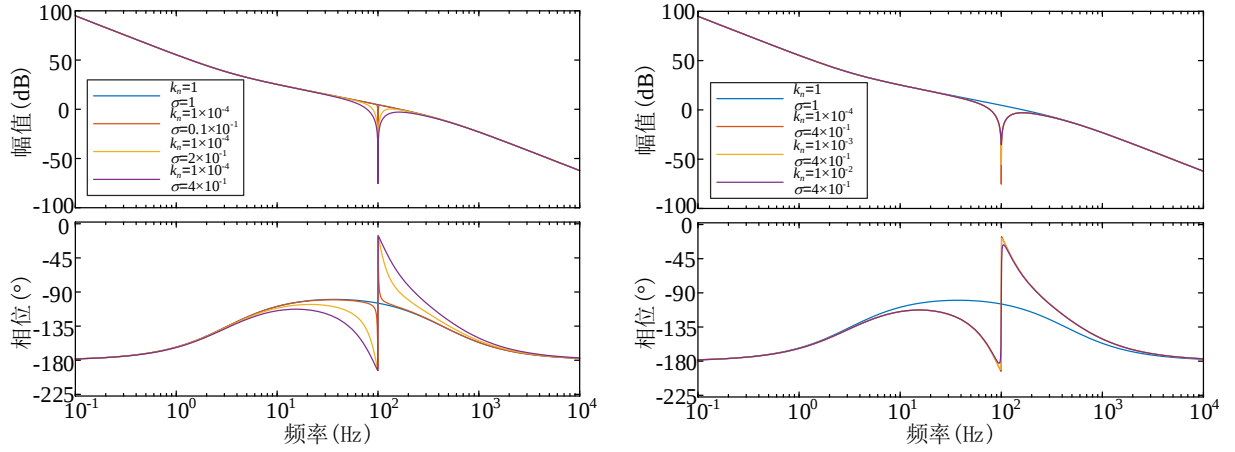


图 4-5 一般陷波滤波器系统幅值特性曲线



(a) k_n 相同, σ 不同

(b) k_n 不同, σ 相同

图 4-6 三参数陷波滤波器系统幅值特性曲线

4.3 基于自抗扰控制器的转矩脉动抑制方法

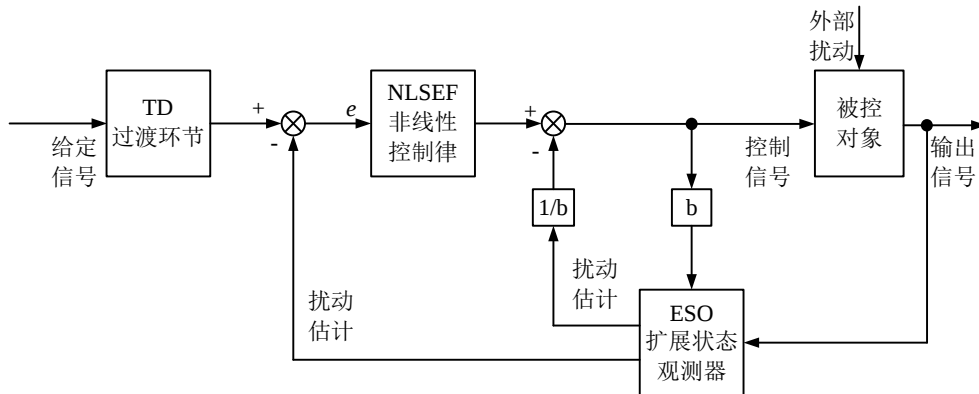


图 4-7 自抗扰控制器基本结构图

自抗扰控制器 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 是由跟踪微分器 (TD)、扩展状态观测器 (ESO) 和非线性状态误差反馈控制律 (NLSEF) 组成, 其核心理念是 PID

控制器的误差反馈控制。保留了 PID 的优点，改良了 PID 的缺点，结构和 PID 一样，可以看成是三个效果的结合，TD 是为了防止目标值突变而安排的过渡环节，但牺牲了响应的快速性；NLSEF 是为了改良 PID 直接线性加权及输出为比例+积分+微分的缺点而引进的非线性控制；ESO 是 ADRC 控制的核心，使用观测器是系统补偿成纯积分的形式，用来跟踪模型未知部分和外部未知扰动的影响^[66]。ADRC 控制器的框架主要由 TD、NLSEF、ESO、被控对象组成，自抗扰控制器的基本框架如图 4-7 所示。

4.3.1 自抗扰控制器的基本原理

(1) 跟踪微分器的设计

跟踪微分器（TD）本质是克服微分器噪声放大效应的二阶微分环节，作用是从含有噪声信号中合理提取原来信号及其微分信号^[67]。跟踪微分器是利用近似微分公式来构造，如下所示：

$$\dot{v}(t) \approx \frac{v(t-T_1) - v(t-T_2)}{T_1 - T_2} \quad (4-16)$$

其传递函数如下：

$$G(s) = \frac{r^2}{s^2 + 2rs + r^2} \quad (4-17)$$

其中， r 为速度因子。 r 越大该二阶系统越能更快的跟踪原信号，获取的微分信号的准确度越高。即使不用来获得微分，合适得 r 值也可以无超调得达到给定值的过渡过程。为了对输入信号进行更快速准确的跟踪并获得更高质量的微分信号，可以使用最速跟踪微分器，如下所示：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \cdot \text{sign} \left(x_1 - v_0(t) + \frac{x_2 |x_2|}{2r} \right) \end{cases} \quad (4-18)$$

其中， x_1 在加速度限制 $|\ddot{x}_1| \leq r$ 之下，以最快的速度跟踪输入信号 $v_0(t)$ ， r 越大，跟踪速度越快， x_2 是 x_1 的微分信号，当 r 足够大时，也近似是输入信号 v_0 的微分信号，其离散形式为：

$$\begin{cases} fh = fhan(x_1 - v, x_2, r, h_0) \\ x_1 = x_1 + h \cdot x_2 \\ x_2 = x_2 + h \cdot fh \end{cases} \quad (4-19)$$

其中, v 为输入信号, h_0 为滤波因子, 一般为步长 h 的整数倍, 函数 $\text{fhan}(x_1, x_2, r, h)$ 如下所示:

$$\begin{cases} d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y), |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, |y| \leq d_0 \end{cases} \\ \text{fhan} = - \begin{cases} r \cdot \text{sign}(a), |a| > d \\ r \frac{a}{d}, |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (4-20)$$

(2) 扩展状态观测器的设计

对于 ADRC 的核心部分扩展状态观测器 (ESO), 不需要知道扰动是什么类型, 也不需要任何工具对扰动进行直接测量, 仅利用系统的输入输出, 就能重构出原系统的状态和被扩张的新状态, 也就是总的扰动, ESO 的阶次比系统的阶次高一阶^[68], 对于一阶对象:

$$\dot{y} = f(y, t) + w(t) + bu \quad (4-21)$$

其中, $f(y, t)$ 为内扰作用, $w(t)$ 为外扰作用。其状态空间方程形式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(y, t) + w(t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-22)$$

将内扰和外扰之和表示总扰动 $a(t)$, 将其转换成新的状态 $x_2(t) = a(t)$, 则原系统变为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + bu \\ \dot{x}_2 = \dot{a}(t) = w_0(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-23)$$

则新系统可以设计如下形式的 ESO:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e + bu \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e \end{cases} \quad (4-24)$$

在 b 已知或接近真实值的情况下, z_1 可以估计状态 x_1 , 而 z_2 可以估计总扰动 $a(t)$ 的值。为了便于算法的数字实现, 利用欧拉公式将其离散化, 对应的离散形式为:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_1 + h \cdot (z_2 - \beta_1 e + bu) \\ \dot{z}_2 = z_2 - h \cdot \beta_2 e \end{cases} \quad (4-25)$$

其中, β_1 、 β_2 为 ESO 的增益系数; h 为采样周期。可以确定观测器的带宽 β_0 , 后取:

$$\beta_1 = 2\beta_0, \beta_2 = \beta_0^2 \quad (4-26)$$

(3) 非线性状态误差反馈控制律的设计

在 ADRC 中常用的非线性函数为 fal 函数和 fhan 函数, 这两个函数可以看作是小误差大增益、大误差小增益工程实践经验的数学模拟, 具有快速收敛性, 反馈效率比线性状态反馈高, 对于一阶纯积分系统, 它的非线性反馈为:

$$u = -k|x|^\alpha \text{sign}(x) \quad (4-27)$$

则系统的解为:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{\text{sign}(x_0)}{\left(\frac{1}{|x_0|^{\alpha-1}} + (\alpha-1)kt\right)^{\frac{1}{\alpha-1}}}, \alpha > 1 \\ x_0 e^{-kt}, \alpha = 1 \\ \text{sign}(x_0) \left(|x_0|^{1-\alpha} - (1-\alpha)kt\right)^{\frac{1}{1-\alpha}}, \alpha < 1, t \leq \frac{|x_0|^{1-\alpha}}{k(1-\alpha)} \end{cases} \quad (4-28)$$

其中 $x_0=x(0)$ 是初始误差, 从解的表达式可以得出:

- (1) 当 $\alpha > 1$ 时, 误差以 $1/(kt)^{1/(\alpha-1)}$ 衰减到 0;
- (2) 当 $\alpha = 1$ 时, 误差以 e^{-kt} 的速度指数衰减;
- (3) 当 $\alpha < 1$ 时, 误差以有限时间 $T=|x_0|^{1-\alpha}/k(1-\alpha)$ 衰减到 0。

由上可得, $\alpha < 1$ 时确定的非线性状态误差反馈控制律 (NLSEF) 具有小误差大增益, 大误差小增益的特点, 可以使闭环系统具有最快的收敛速度和最小的稳态误差。

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta\alpha}, |e| \leq \delta \end{cases} \quad (4-29)$$

一阶纯积分系统的最优控制可以表示为 $u = k \cdot \text{fal}(e, \alpha, \delta)$, 且 $0 < \alpha < 1$ 。在线性自抗扰控制器中, 该环节采用比例控制器 $u = K_p e$ 即可。

4.3.2 整流侧电压环自抗扰控制器控制策略

将自抗扰控制器加入到整流侧外环的电压环中，输入为直流母线的指令值，反馈为直流母线电压采样值，根据式(2-28)和式(2-29)可得：

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2u_{dc}} (u_d i_d + u_q i_q) - i_{inv} \quad (4-30)$$

若忽略三相整流桥的自身损耗，则根据功率守恒定律，交流侧的功率和直流侧的功率相等，得到式(4-31)：

$$u_{dc} i_{inv} + u_{dc} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (e_d - Ri_d) i_d + \frac{3}{2} (e_q - Ri_q) i_q \quad (4-31)$$

由于以 $i_d=0$ 控制，因此式(4-31)表示为：

$$u_{dc} i_{inv} + u_{dc} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (e_q - Ri_q) i_q \quad (4-32)$$

为了便于自抗扰控制器得设计，将式(4-32)写出如下规范形式：

$$\begin{cases} \frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{i_{inv}}{C} + \frac{3(e_q - Ri_q)}{2Cu_{dc}} i_q = f + bu \\ f = -\frac{i_{inv}}{C}, b = \frac{3(e_q - Ri_q)}{2Cu_{dc}}, u = i_q \end{cases} \quad (4-33)$$

其中， f 为后端逆变器的扰动， b 为控制量， u 为输出量。电压环自抗扰控制器的 TD 环节为：

$$\begin{cases} e_{TD} = v - u_{dc} \\ \dot{v} = -\gamma \text{fal}(e, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (4-34)$$

ESO 环节的设计为：

$$\begin{cases} e_{ESO} = z_1 - u_{dc} \\ \dot{z}_1 = z_1 + h \cdot (z_2 - 2\beta_0 e_{ESO} + bu) \\ \dot{z}_2 = z_2 - h\beta_0^2 e_{ESO} \end{cases} \quad (4-35)$$

NLSEF 环节的设计为：

$$\begin{cases} e_{NLSEF} = v - z_1 \\ u_0 = k \text{fal}(e, \alpha, \delta) \\ u = u_0 - z_2 / b \end{cases} \quad (4-36)$$

其中， u_0 为 NLSEF 环节的输出， u 为电流环的输入。

4.4 仿真分析

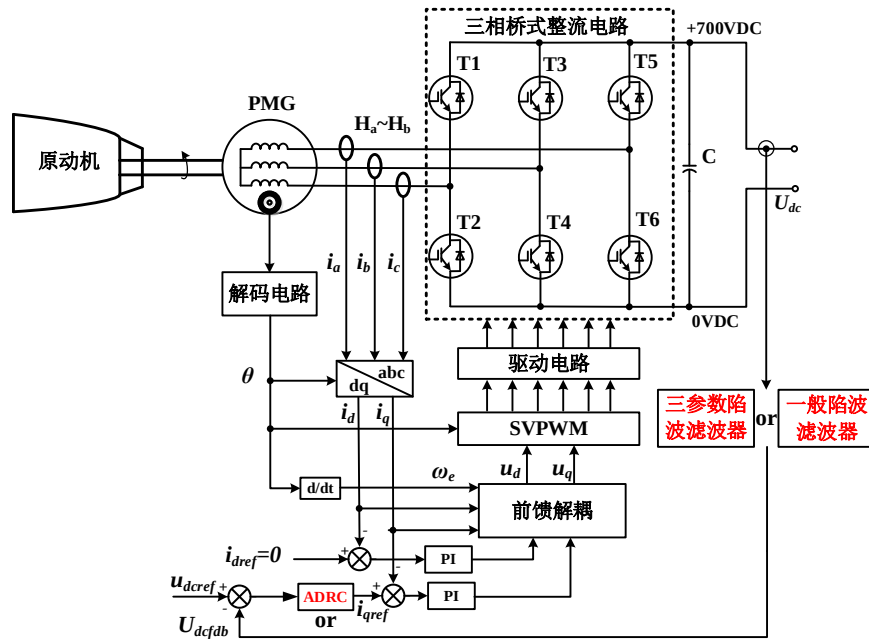
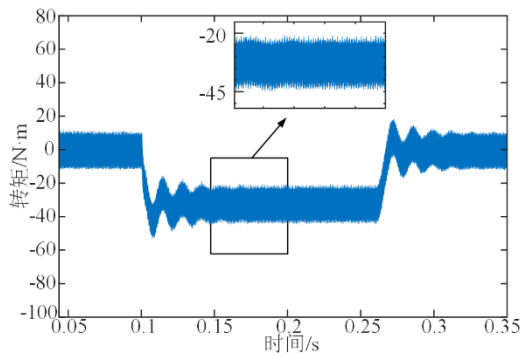


图 4-8 三种抑制方法环路位置图

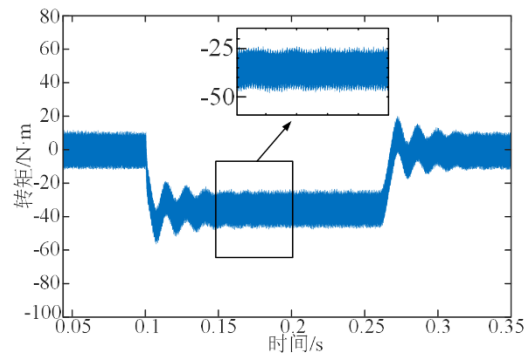
将一般陷波滤波器和三参数陷波滤波器的转矩脉动抑制方法与基于自抗扰控制器的转矩脉动抑制方法进行对比，分析各个控制策略下的永磁电机输出三相电压和电机转矩的波形抑制效果。三种抑制方法在整流侧环路中的位置图如图 4-8 所示。根据三种转矩脉动抑制方法的仿真结果进行对比，分别在三相负载中加额外的 5%、10%、25%、30% 的单相负载，通过四种工况电机转矩的波形进行对比分析。

（1）一般陷波滤波器

在一般陷波滤波器控制的转矩脉动抑制策略下，永磁电机电磁转矩在四种工况下的波形如图 4-9 所示。在加入 5% 额定功率的单相负载时，脉动幅值范围为 -22N~44N，加入 10% 额定功率的负载时，其脉动幅值范围为 -25N~48N，加入 25% 额定功率的负载时，脉动幅值范围为 -35N~58N，加入 30% 额定功率的负载时，脉动幅值范围为 -40N~64N。



(a) 5% 额定功率的负载



(b) 10% 额定功率的负载

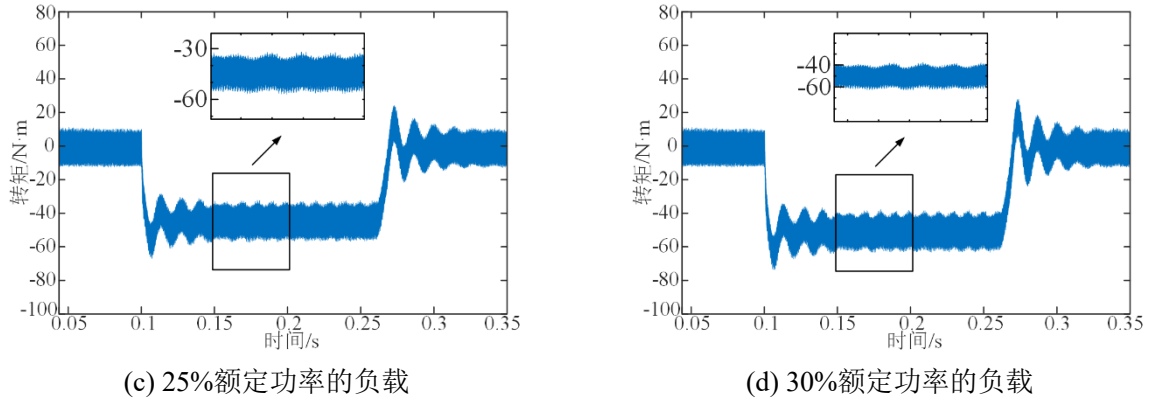


图 4-9 一般陷波滤波器下的转矩脉动

(2) 三参数陷波滤波器

在三参数陷波滤波器控制的转矩脉动抑制策略下, 永磁电机电磁转矩在四种工况下的波形如图 4-10 所示。在加入 5%额定功率的单相负载时, 脉动幅值范围为-22N~-44N, 加入 10%额定功率的负载时, 其脉动幅值范围为-25N~-48N, 加入 25%额定功率的负载时, 脉动幅值范围为-35N~-58N, 加入 30%额定功率的负载时, 脉动幅值范围为-40N~-64N。

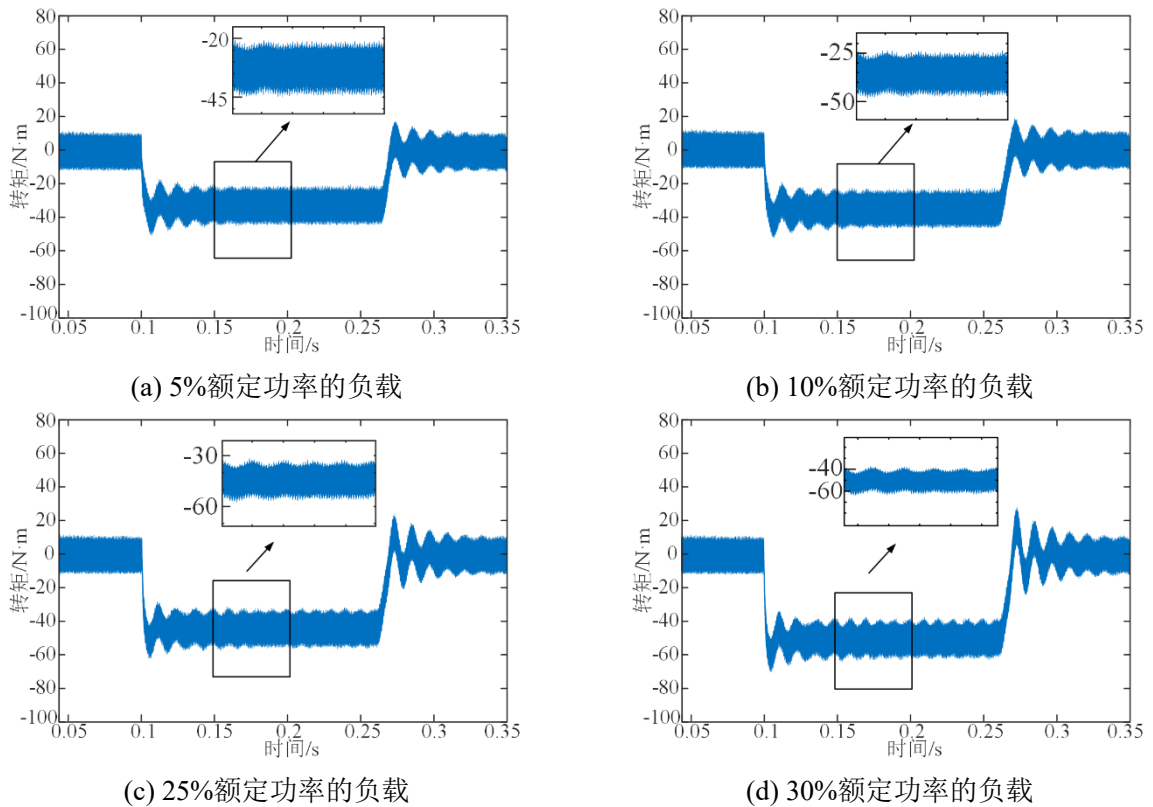


图 4-10 三参数陷波滤波器下的转矩脉动

(3) 自抗扰控制器

在自抗扰控制器的转矩脉动抑制策略下, 永磁电机电磁转矩在四种工况下的波形如图 4-11 所示。在加入 5%额定功率的单相负载时, 脉动幅值范围为-20N~-45N, 加入 10%额定

功率的负载时，其脉动幅值范围为-24N~-48N，加入 25%额定功率的负载时，脉动幅值范围为-28N~-60N，加入 30%额定功率的负载时，脉动幅值范围为-32N~-65N。

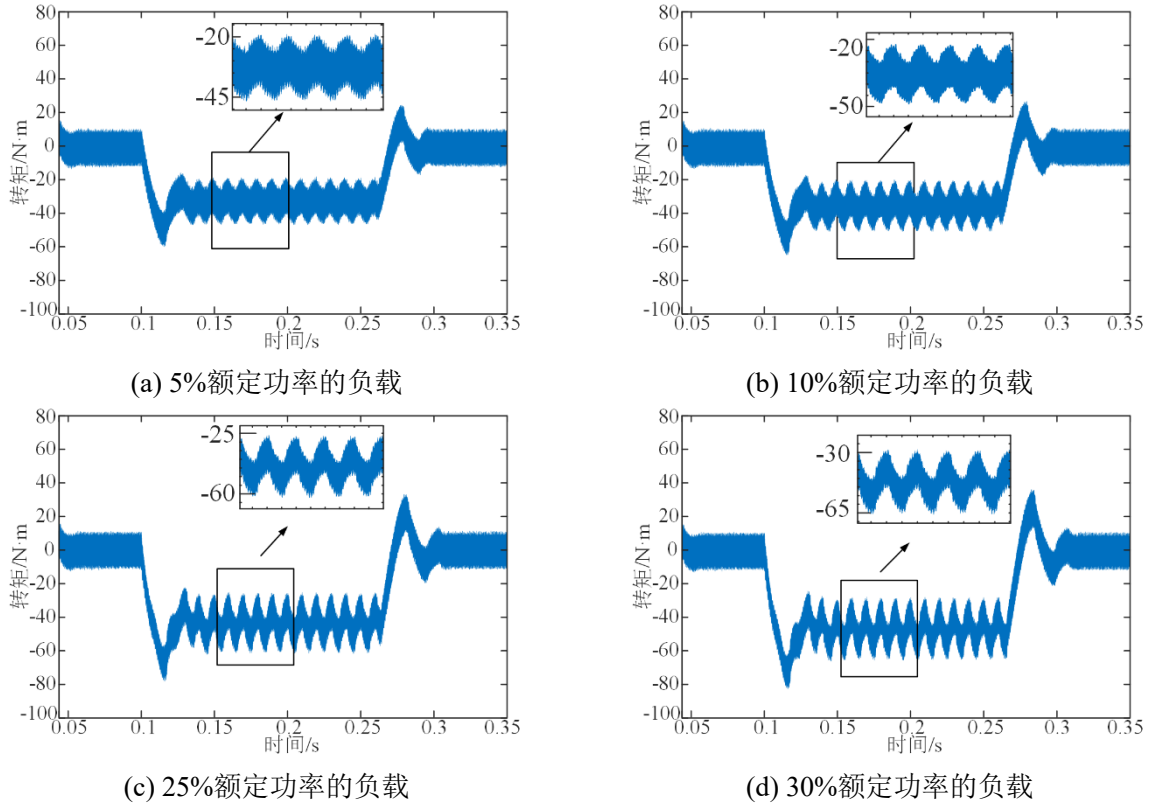


图 4-11 自抗扰控制器下的转矩脉动

在 5%额定功率单相负载下，一般陷波滤波器、三参数陷波滤波器和自抗扰控制器转矩脉动分别减小约 15.3%、15.3%和 3.8%。在 10%额定功率单相负载下，一般陷波滤波器、三参数陷波滤波器和自抗扰控制器转矩脉动分别减小约 23.3%、23.3%和 20%。在 25%额定功率单相负载下，一般陷波滤波器、三参数陷波滤波器和自抗扰控制器转矩脉动分别减小约 54%、54%和 36%。在 30%额定功率单相负载下，一般陷波滤波器、三参数陷波滤波器和自抗扰控制器转矩脉动分别减小约 60%、60%和 55%。

在四种工况下，自抗扰控制器抑制转矩脉动随着负载不平衡度的升高，抑制效果越明显，但抑制效果略次于陷波滤波器。对于两种陷波滤波器转矩脉动的抑制，三参数陷波滤波器在加入负载的瞬间，转矩脉动的幅值较小于一般陷波滤波器的转矩脉动幅值，且在每个工况下三参数陷波滤波器在加载瞬间转矩脉动的幅值变化最小。

4.5 本章小结

永磁电机交流发电系统不平衡负载下直流母线电压存在二倍频波动，使得电机电磁转矩脉动增大，导致发电系统不稳定。本章对陷波滤波器的基本原理、三参数陷波滤波器的

直流母线电压控制策略、整流侧电压环自抗扰控制器的控制策略进行了研究，主要研究内容和结论如下：

(1) 陷波滤波器具有抑制特定频率信号的特点，对直流母线电压二倍频波动具有抑制效果。一般陷波滤波器因只可更改陷波宽度，设计了一种陷波宽度和深度均可更改的三参数陷波滤波器，并应用到整流侧电压环路中。

(2) 其次，分析基于三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略，通过整流侧系统的幅频特性曲线可以看出三参数陷波滤波器较一般陷波滤波器仅在陷波频率点处存在相位差，并对 100Hz 频率的幅值具有良好的抑制效果。

(3) 为了验证三参数陷波滤波器直流母线电压控制策略的有效性，对比了整流侧电压环自抗扰控制器控制策略抑制电机电磁转矩脉动的程度。首先阐述了自抗扰控制器的基本原理，并应用到永磁电机交流发电系统整流侧回路，对自抗扰控制器各个环节进行设计。

(4) 最后，通过仿真分析了一般陷波滤波器、三参数陷波滤波器和自抗扰控制器抑制转矩脉动的程度。仿真得出，三参数陷波滤波器抑制转矩脉动的效果优于一般陷波滤波器优于自抗扰控制器。

第5章 永磁电机交流发电系统实验验证

根据第三章和第四章对各个负载的特性进行分析和提出了转矩脉动的抑制策略，并通过仿真验证了所提控制策略的有效性。本章在一台额定功率为 15kW，额定转速为 2200r/min 的永磁电机上进行实验验证，并搭建永磁电机交流发电系统的实验台架，结合控制系统的硬件和软件设计，进一步验证本文所提的基于三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略的有效性。

5.1 永磁电机交流发电控制系统

永磁电机交流发电系统主要分为柴油发动机、永磁电机和背靠背变换器。背靠背变换器作为永磁电机控制单元和能量类型的转换单元，在整个发电系统中担任重要的角色。图 5-1 为新型柴油发电机组。

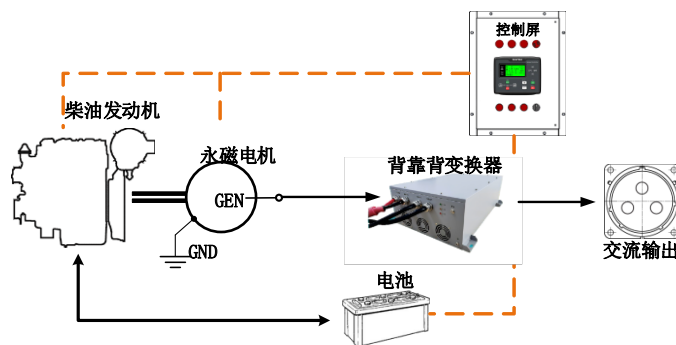


图 5-1 新型柴油发电机组

5.1.1 控制系统的硬件设计

背靠背变换器的设计可分为硬件和软件的设计，硬件的控制电路选用 TI 公司 C2000 系列，型号为 TMS320F28335 的 DSP 芯片作为数字控制芯片，该芯片广泛运用于电机控制、变换器等领域。其主要优点有：

（1）性能高：具有 32 位浮点运算单元（FPU）和高达 150MHz 的工作频率，能够快速处理复杂的算法和处理信号任务；

（2）接口丰富，功能性多：具有丰富的外设接口，包括 PWM、ADC、CAN、SCI 等，可以广泛运用于控制器、电源、电机控制、通信等多个领域；

（3）易于开发：采用 C 语言编程，具有完善的开发工具链和丰富的代码库，方便开发者进行开发和调试；

（4）低功耗：低功耗设计，支持多种功耗模式，能够在电池供电的环境下长时间运行。

控制系统的硬件部分包括信号电压电流采样电路、信号调理电路、驱动电路、控制电路等。选用功率器件 IGBT 模块，作为开关模块，根据所能承受的额定电压、通流大小、开关频率以及通态损耗等进行选择，同时需要保留安全裕量。同时在设计时还需注意 IGBT 对过压、过热、抗干扰、抗冲击等承受力较低，因此设计缓冲电路来保护功率开关管^[69]。

(1) 主控芯片及最小系统模块

TMS320F28335 的最小应用系统包括复位模块、电源供电模块、时钟电路模块和提供给系统调试、程序烧录的接口模块等，主控芯片如图 5-2 所示。时钟电路模块一般有两种设计方案，一种是芯片规定的引脚外接晶振，利用内部提供的振荡电路，来产生时钟信号；另一种是接入外部时钟信号^[70]，本文所用的为外接的 30MHz 无源晶振。复位模块的设计和传统的单片机类似，复位引脚为高电平，系统复位。

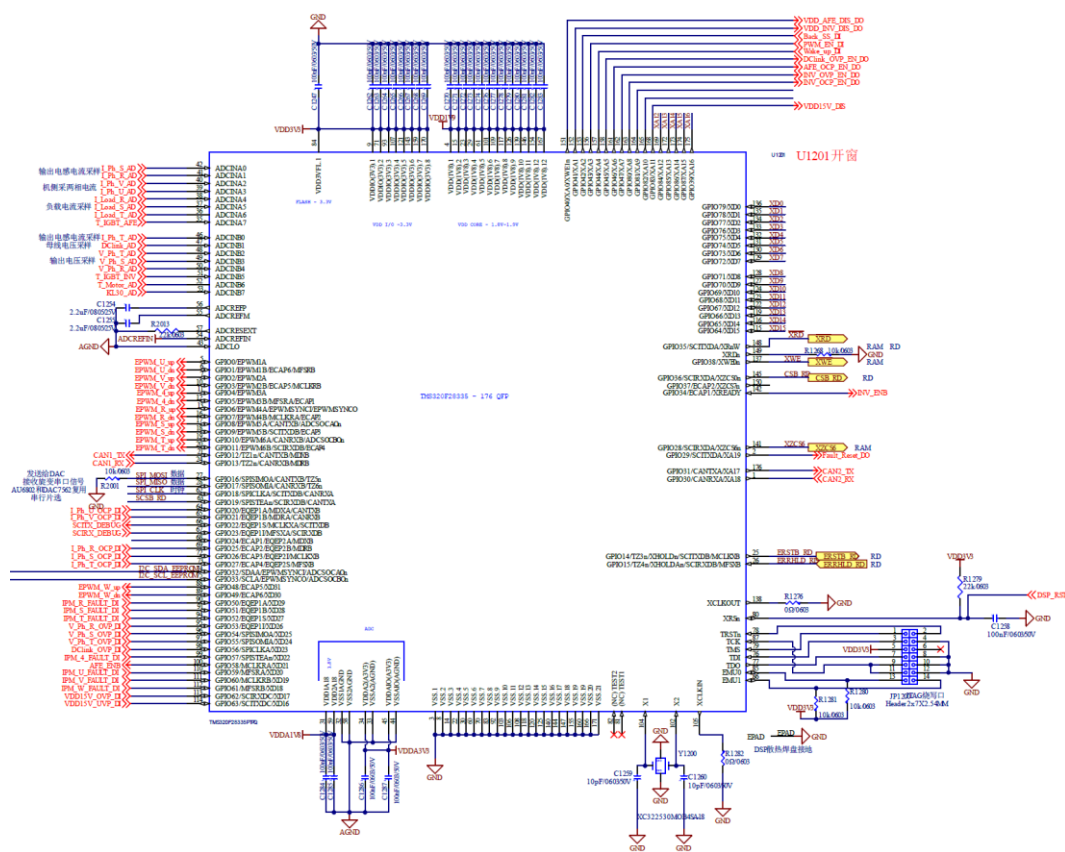


图 5-2 主控芯片模块

整个系统低压模块只含有一个 24V 电池模块，而低功耗的模式下，芯片采用双电源供电，需要 1.9V、3.3V 两种电压，图 5-3 为 Buck 降压电路，把外部输入的 24V 电压转化为 5V 电压给电路板上的各个电路供电。图 5-4 为供电电源电路，芯片采用的是 TI 电源管理芯片型号为 TPS767D301QPWPRQ1，给 DSP 芯片供电，并监测 DSP 的供电电源，在上电

系统稳定之前保持 DSP 的复位引脚为电平，下电时复位引脚在 VDD 达到 1.5V 之前被下拉至低电平，从而完成复位。

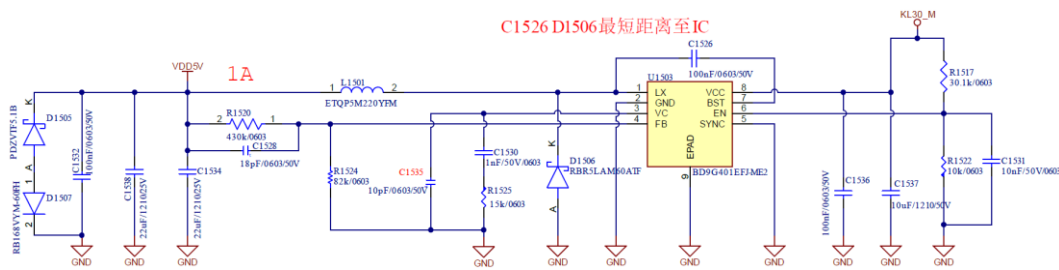


图 5-3 Buck 降压电路

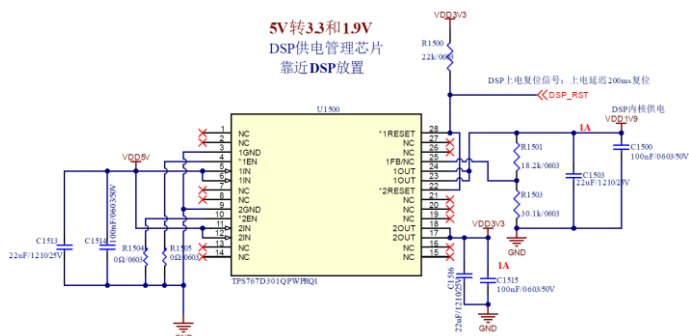


图 5-4 供电电源电路

系统调试电路如图 5-5 所示，通过符合 IEEE1149.1 标准的仿真接口（JTAG），连接仿真器可直接访问芯片内部的程序并实现在线调试，最小系统的仿真接口有十四个引脚，其中为增强输出电源引脚的驱动能力，需要添加上拉电阻，且电阻的选择不宜过大，过大的电阻会引起输出电平的延迟，最终确认上拉电阻的大小为 22kΩ。除了采用仿真器直接在线调试，还可以通过 CAN 通讯电路，如图 5-6 所示，监测系统的运行状态，并能通过上位机软件烧录新的程序到 DSP 芯片中。

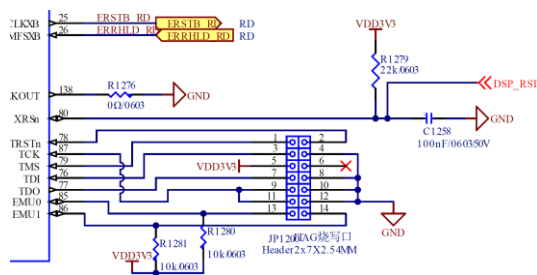


图 5-5 系统调试电路

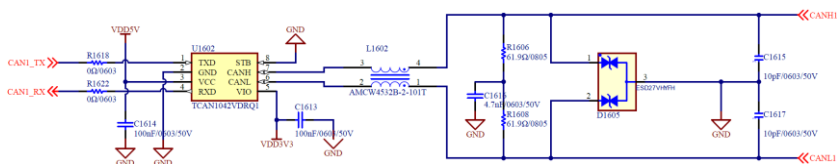


图 5-6 CAN 通讯电路

(2) 电流/直流母线电压采样

电机控制器利用 ADC 模块, 将采集到的母线电压、负载电压、负载电流、电机相电压、相电流、整流逆变温度等模拟信号, 转化为计算机可处理的数字信号。图 5-7 为电流采样电路。通过纳芯微的芯片级电流传感器型号为 NSM2015-80B3F-Q1SWR 将电流信号转化为 DSP 的 AD 采样接口可以读取的电压信号, 该芯片是基于霍尔效应原理, 具有较高的电流测量精度, 能够提供良好的隔离性能, 且工作温度范围广, 适应高温或低温环境。图 5-8 为母线电压采样电路, 母线电压通过电阻分压后通过线性光耦隔离芯片型号为 AMC1311BQDWVRQ1 进行隔离, 后传到 DSP 的 AD 接口, 此光耦隔离芯片为 TI 公司生产的高性能、高隔离、高速传输、低功耗的芯片。

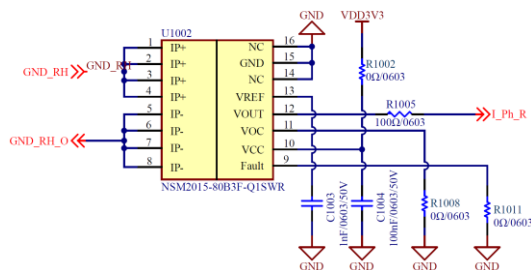


图 5-7 电流采样电路

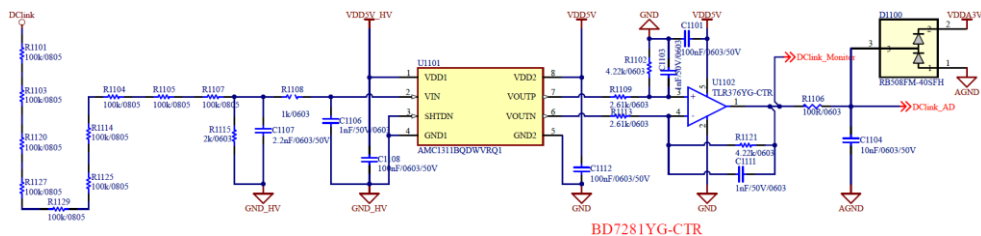
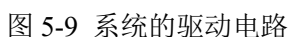


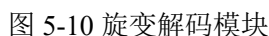
图 5-8 母线电压采样电路

(3) 系统驱动模块

实际微处理器产生的 PWM 信号电流较小,不足以驱动大功率 IGBT,因此输出的 PWM 信号需经过驱动电路才能开启 IGBT 的门极电压。开关管导通时的电压为 15V,关断时的电压为负电压。同时需要保证驱动电路的输出端和输入端隔离开,避免回路中的强电信号干扰回路中的弱电信号,并且驱动电路的响应的速度要快,延迟时间要短,常用的是光耦隔离或变压器隔离。图 5-9 为系统的驱动电路,驱动芯片选用 TI 的双通道隔离式栅极驱动器型号为 UCC21540QDWKRQ1,此芯片的优点有:1) 提供两个独立的栅极驱动通道,可以同时驱动两个功率开关;2) 具有高达 5kV RMS 的隔离电压,有效隔离控制电路和功率电路;3) 电源电压范围宽,通常工作在 10V 到 20V 电源上。



旋变解码模块是专门为处理旋转变压器信号而设计的硬件模块，如图 5-10 所示，主要是将旋变输出的模拟信号转换成数字化的角度和速度信息，从而实现对电机转子位置速的检测。本文选用的旋变变压器的型号为 AU6802N1，此芯片信号输出模式灵活，SP 之间的接口方便，具有较高的精度。



5.1.2 控制系统的软件设计

控制系统的软件程序由主程序和一系列的中断子程序构成，TMS320F28335 和常见的 TMS320F28X 相比多一个浮点运算单元，因此可以实现高速度的浮点运算。从系统的上电运行开始，到执行程序为止，DSP 需要经过变量的定义，函数的声明，中断的禁止，系统各个模块的初始化，配置时钟频率、设置定时器，使能相对应的中断，完成后程序才可以进入循环状态，等待中断的到来从而执行相对应的程序。中断程序中主要用到 3 个中断模块，定时器中断、AD 采样中断、外部中断。定时器中断可以在固定的时间内使能外部电压、电流信号采样，同时可以控制接触器的通断和计时。利用 AD 采样中断可以采样并配置的系统电流、电压的实际值进行计算。后利用外部中断负责控制算法程序的执行^[7]。主程序的流程图如图 5-11 所示。

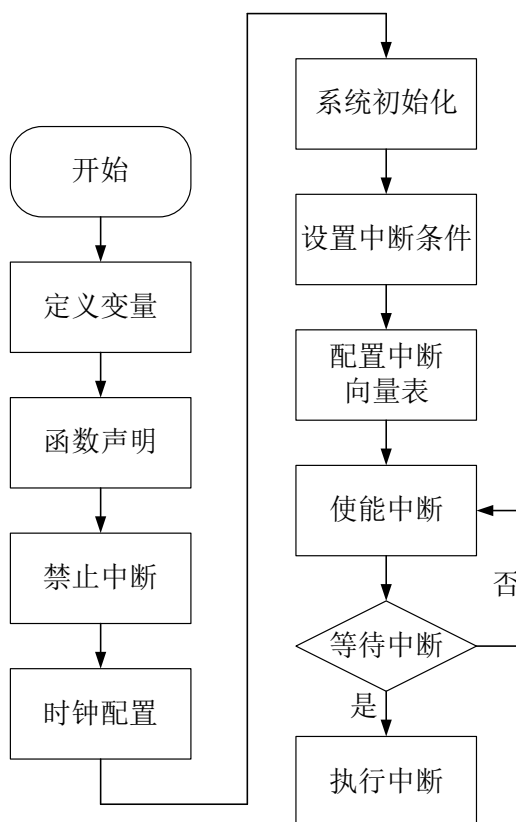


图 5-11 主函数流程图

如图 5-12 所示，中断程序采用定时器的方式进入中断，首先通过霍尔传感器采样的电压电流信号输入到 DSP 中进行 A/D 转换，若转换后的值超过限幅值，将进入中断保护并封锁 PWM 脉冲信号，中断程序结束。若采样信号在限幅值以内，则对永磁电机交流发电系统的电压相位进行锁相后分别进入前后级双闭环调节器程序，得到的调制信号进行限幅对各比较器寄存器进行更新，消除中断标志位，中断程序结束。

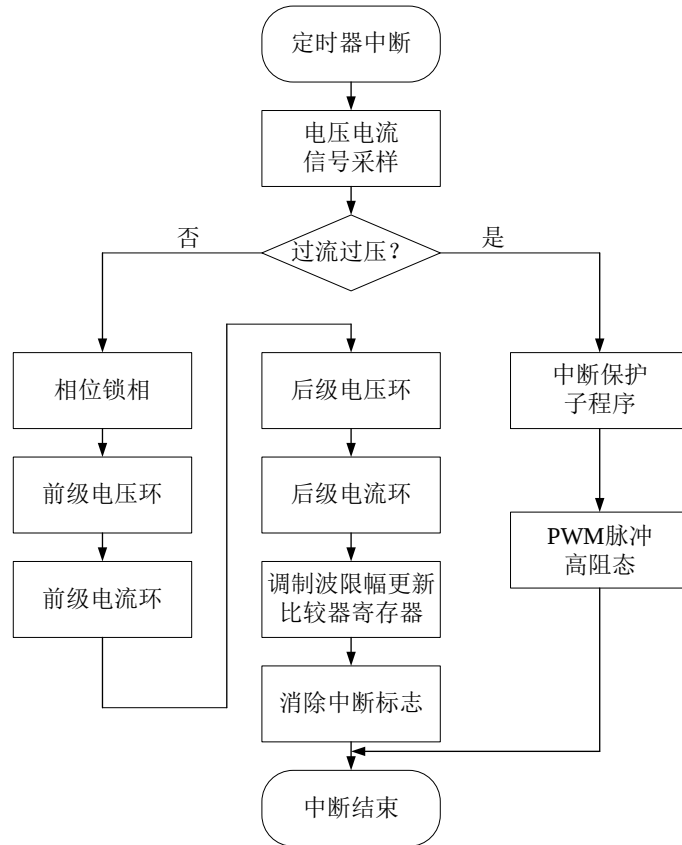


图 5-12 中断子程序流程图

5.2 实验验证及结果分析

根据前面章节所提的方法，本文研制了一台额定功率 15kW 的柴油发电机组样机，样机参数在第三章已经提到，搭建实验平台如图 5-13 所示，主要由柴油发电机组、背靠背变换器、上位机和负载控制台组成。负载控制台有单相负载和三相负载，可以满足不平衡负载实验的条件。柴油发电机组采用风冷和水冷来给系统散热，背靠背变换器采用水冷给整流模块、逆变模块以及硬件电路板散热。

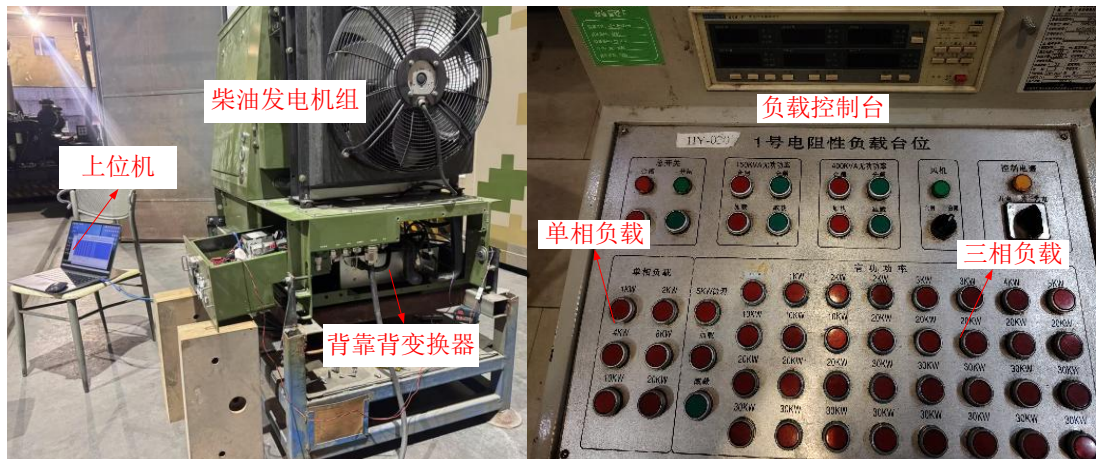
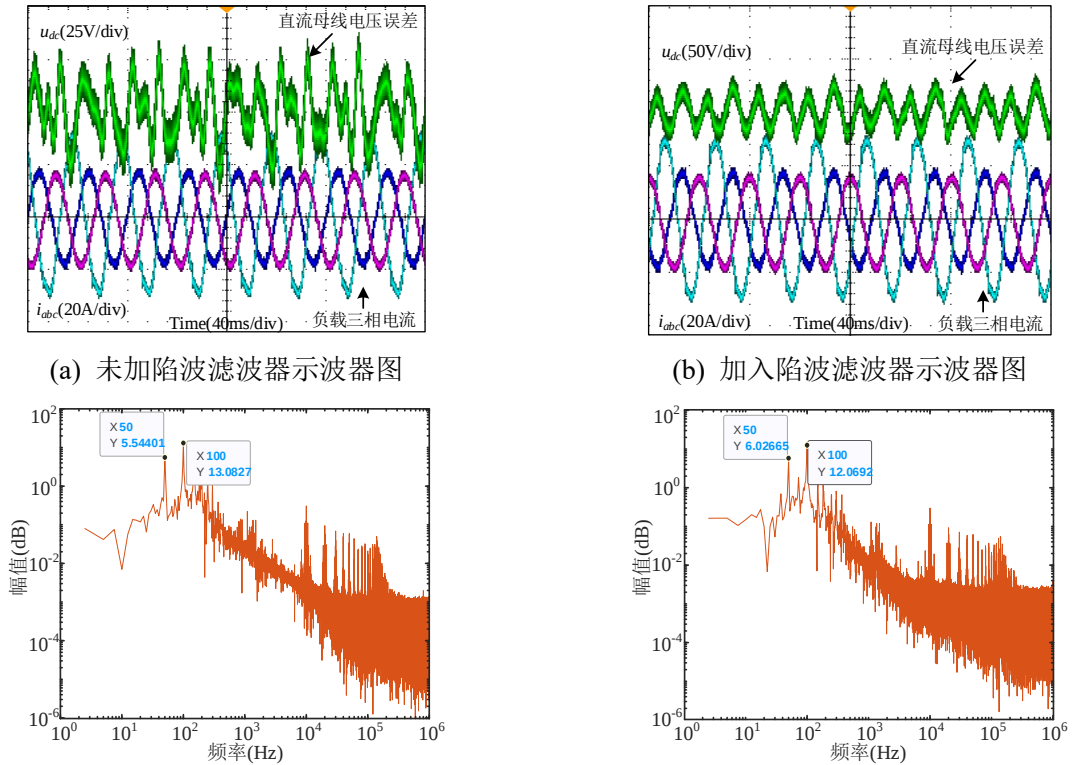


图 5-13 搭建的实验平台

分别测量三相负载电流、直流母线电压,由于没有转矩观测器,只能通过上位机中 CAN 报文上报的 q 轴电流数据来间接观察电机转矩。由于实验平台的三相负载和单相负载的只可加整数的功率,并不能准确的去实现仿真实验中平衡负载下加额外 5%、10%、25%、30% 的单相负载,因此实验工况选择在一半额定功率的三相负载下及 7.5kW,再增加分别为 2kW、3kW、4kW 的单相负载。观察未使用陷波滤波器和使用三参数陷波滤波器下的三相负载电流、直流母线电压和 q 轴电流,并改变陷波滤波器控制参数 k_n ,观察对转矩脉动的影响。

(1) 三种工况下陷波滤波器的抑制效果

在 7.5kW 三相负载下,额外加入 2kW 单相负载的工况下,对比未加陷波滤波器和加入陷波滤波器下的直流母线电压误差 ΔU_{dc} 和 ΔU_{dc} 傅里叶变换图,如图 5-14 所示。三相负载电流为示波器的下端三个波形 i_{abc} ,上端为直流母线电压误差值 ΔU_{dc} 。加入陷波滤波器后直流母线电压示波器图中的谐波含量明显减少,从傅里叶变换图中得出二次谐波的含量减少了 1.02%。



(c) 未加陷波滤波器 ΔU_{dc} 傅里叶变换

(d) 加入陷波滤波器 ΔU_{dc} 傅里叶变换

图 5-14 加入 2kW 单相负载示波器及 ΔU_{dc} 傅里叶变换图

在 7.5kW 三相负载下,额外加入 3kW 单相负载的工况下,对比未加陷波滤波器和加入陷波滤波器下的直流母线电压误差 ΔU_{dc} 和 ΔU_{dc} 傅里叶变换图,如图 5-15 所示。加入陷波滤波器后示波器中直流母线电压谐波含量减少,幅值波动也降低了 10V。从傅里叶变换

图中得出二次谐波含量减少了 1.4%。

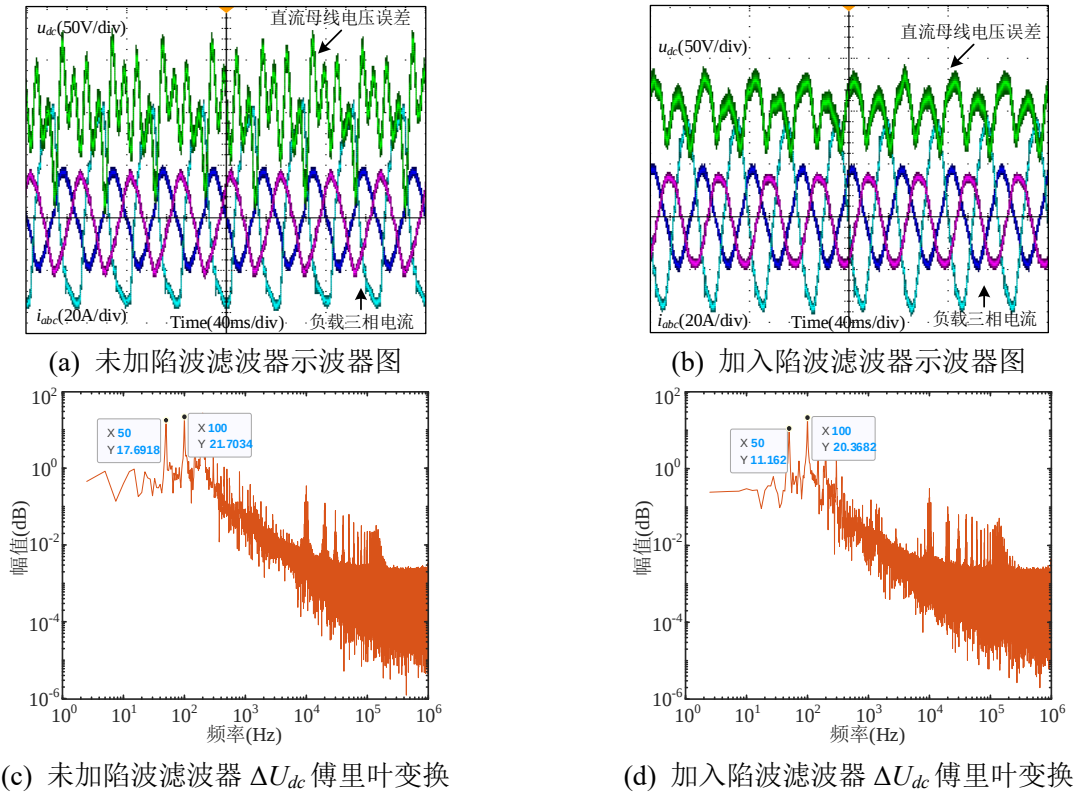


图 5-15 加入 3kW 单相负载示波器及 ΔU_{dc} 傅里叶变换图

在 7.5kW 三相负载下，额外加入 4kW 单相负载的工况下，对比未加陷波滤波器和加入陷波滤波器下的直流母线电压误差 ΔU_{dc} 和 ΔU_{dc} 傅里叶变换图，如图 5-16 所示。

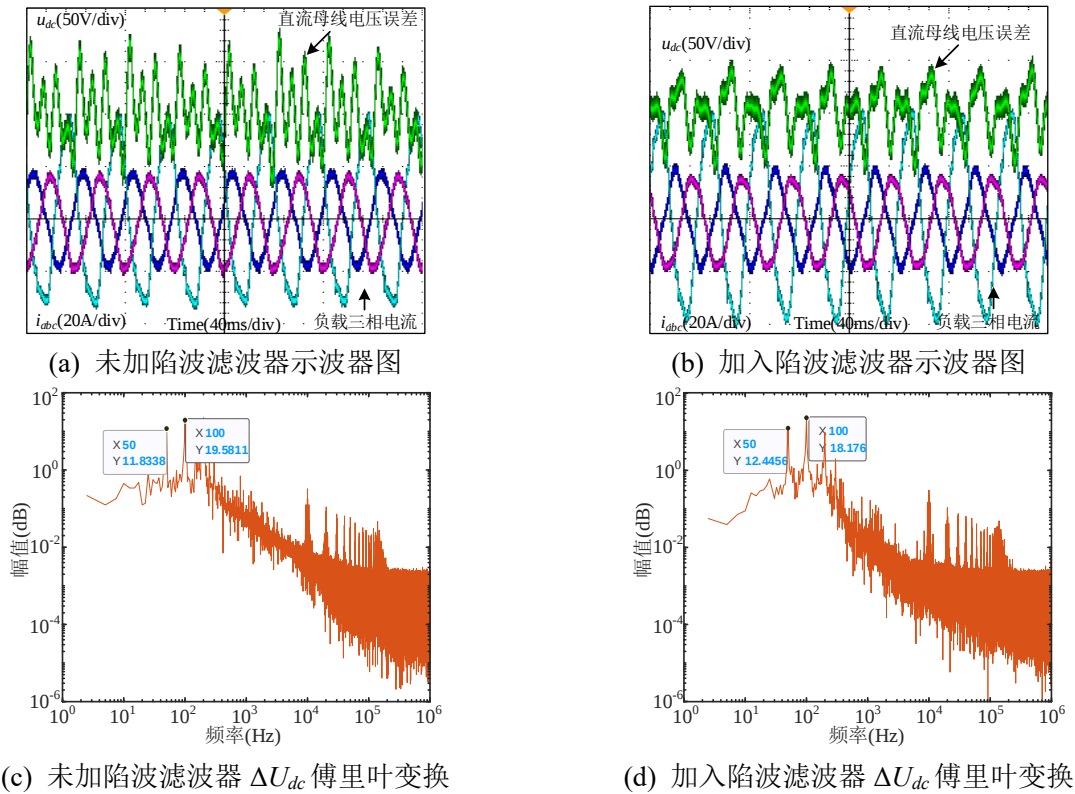


图 5-16 加入 4kW 单相负载示波器及 ΔU_{dc} 傅里叶变换图

加入陷波滤波器后示波器中直流母线电压谐波含量减少，幅值波动也降低了 20V。从傅里叶变换图中得出二次谐波含量减少了 1.4%。由于没有直接测量电机转矩的设备，将上位机解析出来的 can 报文，通过 Matlab 进行处理得到 q 轴电流 i_q 近似测量电机转矩脉动，在 7.5kW 三相负载下，额外加入 2kW 单相负载的工况下，未加陷波滤波器和加入陷波滤波器 i_q 波形图，如图 5-17 所示。

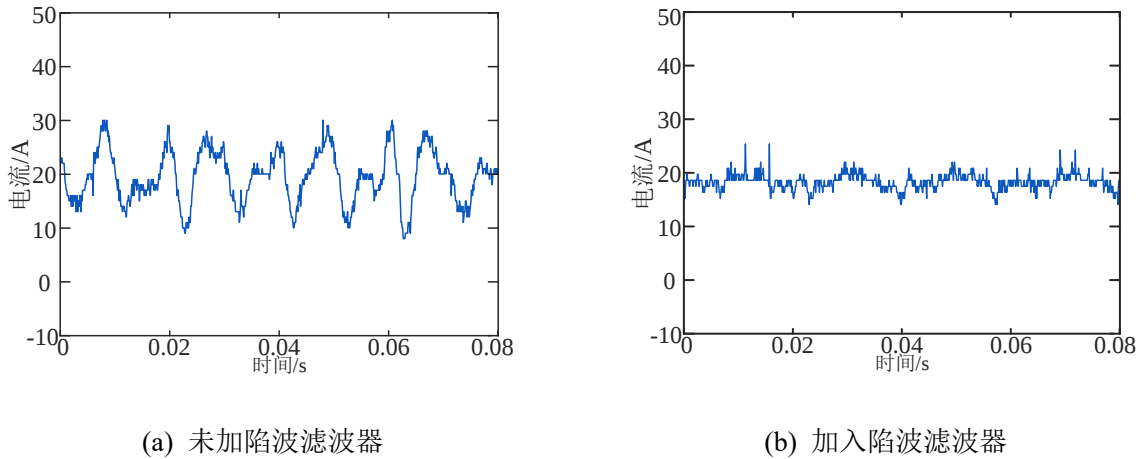


图 5-17 加入 2kW 单相负载 i_q 波形

在加入 2kW 单相负载时 i_q 的范围从 8-30A 减小到 15-25A，幅值降低了 55%。

在 7.5kW 三相负载下，额外加入 3kW 单相负载的工况下，未加陷波滤波器和加入陷波滤波器 i_q 波形图，如图 5-18 所示。

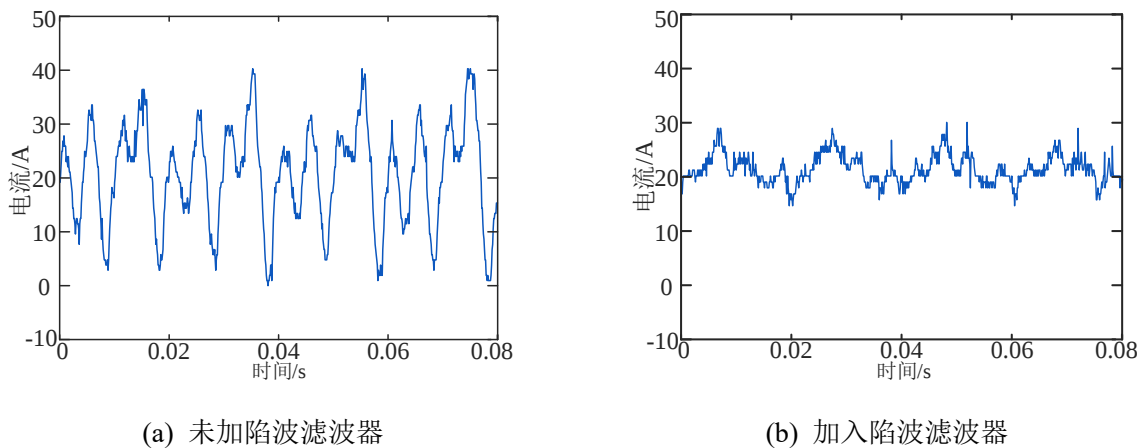
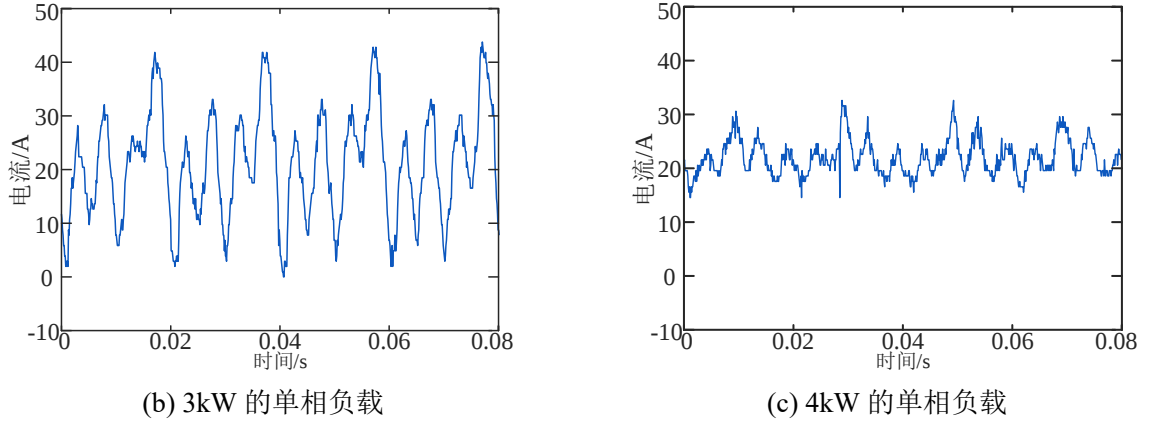


图 5-18 加入 3kW 单相负载 i_q 波形

在加入 3kW 单相负载时 i_q 的范围从 0-40A 减小到 15-30A，幅值降低了 62.5%。

在 7.5kW 三相负载下，额外加入 4kW 单相负载的工况下，未加陷波滤波器和加入陷波滤波器 i_q 波形图，如图 5-19 所示。在加入 4kW 单相负载时 i_q 的范围从 0-44A 减小到 15-33A，幅值降低了 59%。


 图 5-19 加入 4kW 单相负载 i_q 波形

(2) 改变陷波滤波器控制参数 k_n

为进一步分析改变陷波滤波器控制参数 k_n 对转矩脉动的影响，在加入 3kW 的单相负载的工况下，增大和减小陷波滤波器控制器参数 k_n ，分析陷波滤波器控制参数对直流母线电压误差 ΔU_{dc} 的影响，如图 5-20 所示。直流母线电压误差 ΔU_{dc} 傅里叶变换图如图 5-21 所示。增大和减小控制参数 k_n 直流母线电压未有明显变化。

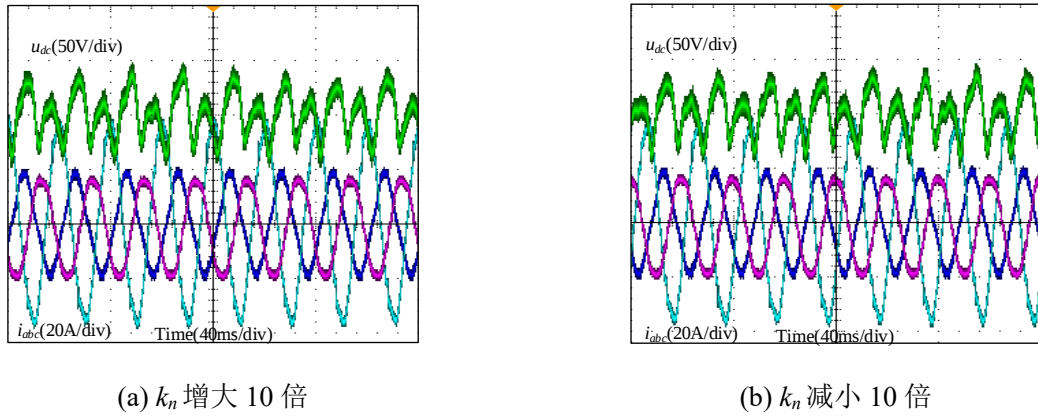
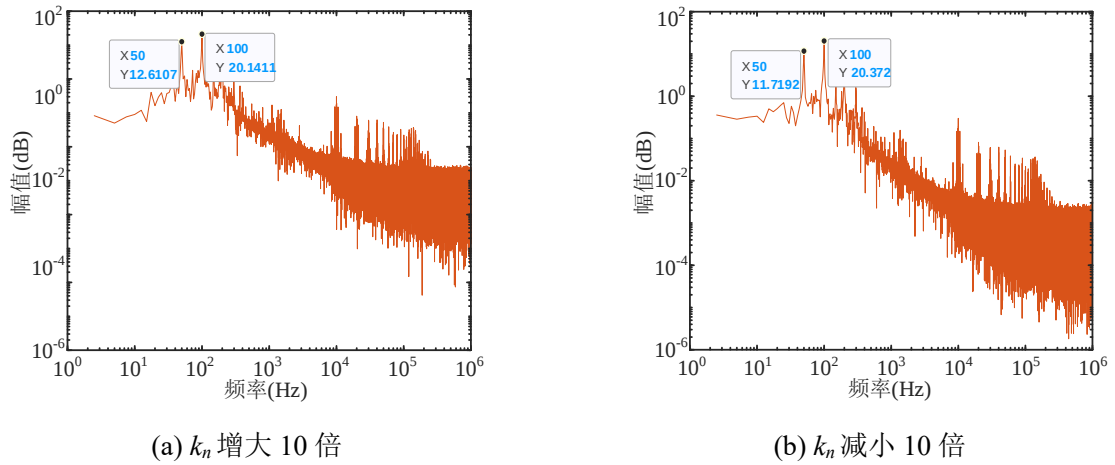
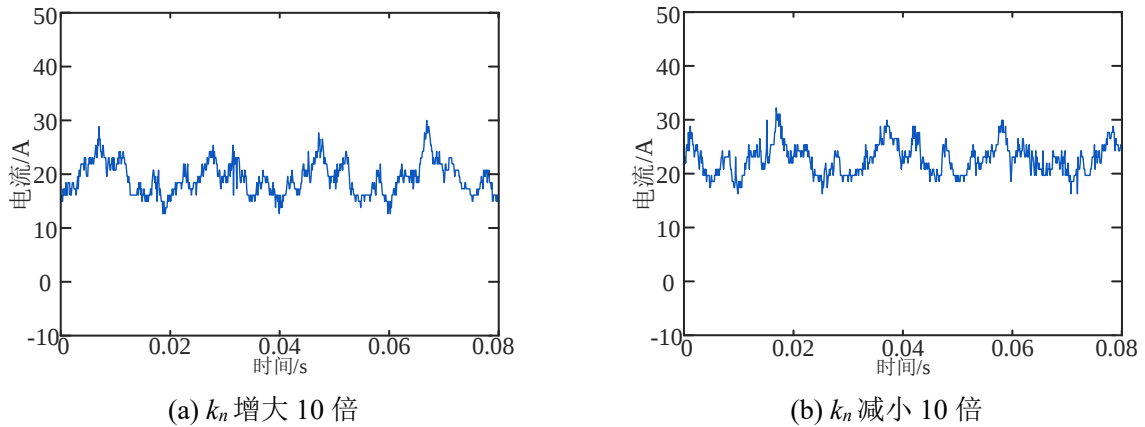


图 5-20 不同控制参数示波器波形


 图 5-21 不同控制参数下 ΔU_{dc} 傅里叶变换图

改变陷波滤波器控制参数用 can 报文解析出来的 i_q 波形图如图 5-22 所示。

图 5-22 不同控制参数下 i_q 波形

当 k_n 增大 10 倍时 i_q 的范围为 12-30A，较未加陷波滤波器幅值减小了 55%。当 k_n 减小 10 倍时 i_q 的范围为 17-33A，较未加陷波滤波器幅值减小了 60%。由此可见，减小陷波滤波器控制参数 k_n 对转矩脉动的抑制效果接近最优控制参数。

5.3 本章小结

本章主要搭建永磁电机交流发电系统的实验平台，对仿真结果的验证。主要研究内容和结论如下：

(1) 首先，介绍了永磁电机交流发电控制系统的硬件设计和软件设计。硬件说明了主控芯片及最小控制系统、驱动模块、信号采样模块、旋变解码模块等，软件阐述了主函数和中断函数的实现流程。

(2) 搭建了永磁电机交流发电系统实验台架，对比了在 7.5kW 的三相负载下，加入 2kW、3kW 和 4kW 的单相负载，转矩脉动分别抑制了 55%、62.5%和 59%。验证了增大和减小 10 倍的陷波滤波器控制参数，转矩脉动抑制了 55%和 60%。结果表明了不平衡负载下基于三参数陷波滤波器的永磁电机转矩脉动抑制效果的有效性。

第6章 总结与展望

6.1 总结

本文以 15kW 带背靠背变换器的柴油发电机组为实验样机，经过仿真和实验验证所提的三参数陷波滤波器抑制转矩脉动效果优异，能够消除不平衡负载引起的转矩脉动对电机寿命的影响。主要工作内容及总结如下：

(1) 针对永磁电机交流发电系统在不平衡负载下存在的转矩脉动问题。建立了永磁电机交流发电系统的数学模型，并给出系统的拓扑结构框图。搭建了电压电流双闭环 SVPWM 整流模型和带负载电流电压前馈 SPWM 逆变模型，分析了三相全桥整流和三相四桥臂逆变的拓扑结构、电压电流双闭环的整流侧和带电流电压前馈逆变侧控制方法以及 SVPWM 整流和零序分量注入 SPWM 逆变的调制策略，为后续控制策略的提出提供理论支持。

(2) 对不同类型负载的特性进行分析，通过仿真阐明了各类负载电压和电流对交流发电系统的影响。着重分析了不平衡负载对永磁电机交流发电系统的影响，负载功率二倍频分量使得电机电磁转矩脉动增大，根据功率守恒定律得出直流母线电压也存在二倍频波动，通过整流侧的数学模型探明了电机电磁转矩和直流母线的关系。后通过仿真验证了电机转矩脉动和直流母线电压随着负载不平衡度和功率的增大而增大。

(3) 根据上述所得出的问题，设计基于三参数陷波滤波器的直流母线电压控制策略。首先分析陷波滤波器的基本原理，其特点是抑制一定频率点的信号，具备直流母线电压二倍频（100Hz）波动的抑制效果。接着，根据一般陷波滤波器不具有同时调节陷波宽度和深度两个变量的特点，设计出能够同时调节两个变量的三参数陷波滤波器。然后，阐明了自抗扰控制器的基本原理，并将其加入到整流侧电压环路。最后，通过仿真对比了三参数陷波滤波器和一般陷波滤波器、自抗扰控制器转矩脉动的抑制效果，仿真表明了三参数陷波滤波器在加载的瞬间和稳定运行时，均优于一般陷波滤波器和自抗扰控制器。

(4) 搭建永磁电机交流发电系统的实验平台。首先分析了实验台架背靠背变换器的硬件和软件部分。接着通过 CCS 软件撰写抑制电机转矩脉动的代码烧录到 DSP 芯片中，配合示波器和报文监测软件完成数据的分析和整理。实验数据表明了三参数陷波滤波器在不同不平衡负载工况下的电机转矩脉动的抑制效果的理想性，验证了基于三参数陷波滤波器

直流母线电压控制策略对电机转矩脉动抑制的有效性。

6.2 展望

本文针对不平衡负载引起的永磁电机交流发电系统转矩脉动增大问题进行研究，由于个人能力和所学知识有限的原因，本课题还有很多不足和有待解决的问题。

(1) 设计的三参数陷波滤波器在永磁交流发电系统带负载和卸负载的瞬间，直流母线电压有一定的超调并振荡较短的时间，此超调和振荡可能会在频繁加载和卸载的过程中，引起直流母线电容发热的问题，影响直流母线电容的寿命。后续可以对电流环控制器进行改进，以减少 q 轴电流的误差。

(2) 本文以纯电阻性负载下的三相不平衡为例，未考虑在非线性负载下引起的三相不平衡的情况，后续还需对不同负载特性引起的转矩脉动问题进行研究。

(3) 未考虑永磁电机交流发电系统的阻抗稳定性对系统的影响，后续需进一步对系统阻抗进行建模，分析阻抗对稳定性的影响。

参考文献

- [1] 安普风. 应急电源中三相不平衡抑制技术的研究与实现[D]. 哈尔滨工业大学, 2016.
- [2] 周颖. 移动能源的配置与控制研究[D]. 燕山大学, 2023.
- [3] 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.
- [4] 施科研. 高效率背靠背变换拓扑与控制的研究[D]. 浙江大学, 2020.
- [5] 李刚. 变速柴油发电机组控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2019.
- [6] 宋娟娟, 王尹琛, 吴竟启等. 永磁同步电机控制算法综述[J]. 汽车文摘, 2022(05): 33-43.
- [7] 吴翊铭. 基于 PWM 整流的永磁同步发电机系统稳压控制技术研究[D]. 浙江大学, 2021.
- [8] PERERA P D C, BLAABJERG F, PEDERSEN J K and THOGERSEN P. A Sensorless Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 783-791.
- [9] PETKAR S G and THIPPIRIPATI V K. A Novel Duty-Controlled DTC of a Surface PMSM Drive With Reduced Torque and Flux Ripples[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3373-3383.
- [10] WU Z, YANG Z, DING K and He G. Transfer Mechanism Analysis of Injected Voltage Harmonic and its Effect on Current Harmonic Regulation in FOC PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 820-829.
- [11] 陈杰, 赵冰, 陈新等. 不平衡负载条件下三相四线制并联逆变器的下垂控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4790-4801.
- [12] 赵娜. 基于永磁同步电机的背靠背变换器控制策略研究[D]. 西安理工大学, 2019.
- [13] 韦徵, 茹心芹, 石伟, 等. 适用于不平衡负载工况下的微网逆变器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(20): 76-82.
- [14] 杨晓波, 邬伟扬. 三相四桥臂逆变器输出电压负序分量抑制研究[J]. 电力电子技术, 2007, (05): 22-23+81.
- [15] 郑志曜, 孙钦斐, 王江波, 等. 组合式三相逆变器同步控制方法[J]. 农业工程学报, 2007, (05): 22-23+81.

- 2015, 31(05): 146-151.
- [16] 任碧莹, 赵欣荣, 孙向东, 等. 不平衡负载下基于改进下垂控制策略的组合式三相逆变器控制[J]. 电网技术, 2016, 40(04): 1163-1168.
- [17] SUN Y, LIU Y, SU M, et al. Topology and Control of a Split-Capacitor Four-Wire Current Source Inverter with Leakage Current Suppression Capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(12): 10803-10814.
- [18] 安小宇, 张涛, 李琰琰, 等. 电容分裂式变换器模型预测三相不平衡治理策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 142-148.
- [19] 杨涵杰. 不平衡负载下四桥臂逆变器控制技术研究[D]. 辽宁工程技术大学, 2023.
- [20] 陆学峰, 孙帆, 马文涛, 等. 三相四桥臂逆变器控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(12): 32-37.
- [21] 朱振远, 曹以龙, 江友华, 等. 不平衡工况下三相四桥臂逆变器的控制策略[J]. 电子技术应用, 2019, 45(02): 117-119+123.
- [22] 吴豪鹏, 潘庭龙. 三相四桥臂逆变器随机脉冲位置 3D-SVPWM 方法[J]. 电力电子技术, 2018, 52(12): 73-75.
- [23] 顾和荣, 王德玉, 沈虹等. 三相四桥臂逆变器控制技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 41-46.
- [24] 张云亮, 曹永军, 赵玫. 三相不平衡负载电源的设计[C]全国地方机械工程学会. 2017 年第七届全国地方机械工程学会学术年会暨海峡两岸机械科技学术论坛论文集. 《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社, 2017: 15.
- [25] BIRICI K S, KOMURCUGIL H. Proportional-Integral and Proportional-Resonant Based Control Strategy for PUC Inverters[C]. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018: 3369-3373.
- [26] LIDOZZI A, JI C, SOLERO L, et al. Digital Dead-beat and Repetitive Combined Control for a Stand-Alone Four-Leg VSI[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(06): 5624-5633.
- [27] LIN H, LIU J X, SHEN X N, et al. Fuzzy Sliding-Mode Control for Three-Level NPC AFE Rectifiers: A Chattering Alleviation Approach[J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2022, 37(10): 11704-11715.
- [28] 张海洋, 许海平, 方程等. 基于比例积分-准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 41-51.
- [29] CHO H -J, KWON Y -C and SUL S -K. Torque Ripple-Minimizing Control of IPMSM with Optimized Current Trajectory[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(4): 3852-3862.
- [30] 石存玮. 逆变器的三相不平衡负载控制方法研究[D]. 西南交通大学, 2014.
- [31] WANG D, PENG C, LI J and WANG C. Comparison and Experimental Verification of Different Approaches to Suppress Torque Ripple and Vibrations of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for EV[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2209-2220.
- [32] 罗德荣, 苏欣, 贺锐智等. 严重不平衡负载下盘式对转永磁同步电机的双转子直接转矩控制研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4678-4686.
- [33] CHU W Q and ZHU Z Q. Investigation of Torque Ripples in Permanent Magnet Synchronous Machines With Skewing[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(3): 1211-1220.
- [34] AZAR Z, ZHU Z Q and OMBACH G. Influence of Electric Loading and Magnetic Saturation on Cogging Torque, Back-EMF and Torque Ripple of PM Machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(10): 2650-2658.
- [35] 洪义平, 王淑旺, 陈丽. 基于改进电压补偿的永磁同步电机谐波抑制策略[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2022, 45(10): 1315-1321.
- [36] HU Y, ZHU Z Q and ODAVIC M. An Improved Method of DC Link Voltage Ripple Suppression for Asymmetric Wind Power PMSG Systems with a Compensation Unit in Parallel[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(3): 1231-1239.
- [37] 郑杰阳. 基于比例谐振的永磁同步电机模型预测电流控制系统研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2023.
- [38] XIA C, ZHOU F, WANG Z and HE X. Equivalent Switch Circuit Model and Proportional Resonant Control for Triple Line-Voltage Cascaded Voltage-Source Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2389-2401.

- [39] WU L and LYU Z. Harmonic Injection-Based Torque Ripple Reduction of PMSM with Improved DC-Link Voltage Utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 7976-7981.
- [40] 张帅平. 单相电压型 PWM 整流器直流侧二倍频脉动抑制策略研究[D]. 燕山大学, 2022.
- [41] 祝国平, 阮新波, 王学华, 等. 两级式单相逆变器二次纹波电流的抑制与动态特性的改善[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 72-80.
- [42] 朱晓荣, 张雨濛, 荆树志. 一种不平衡负载下直流微电网电压脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3437-3449.
- [43] 姚绪梁, 罗兴鸿, 马赫等. 小电容双 PWM 调速系统直流母线电压波动抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 2971-2981.
- [44] AMSHIDPOUR E, NAHID-MOBARAKEH B, POURE P, PIERFEDERICI S, MEIBODY-TABAR F and SAADATE S. Distributed Active Resonance Suppression in Hybrid DC Power Systems under Unbalanced Load Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1833-1842.
- [45] 范恩泽, 赵鲁, 李耀华等. 应用于两级式逆变的双有源串联谐振变换器二倍频波动抑制及控制参数设计[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(17): 58-68.
- [46] 郑丹萍, 年珩, 李来福, 等. 不平衡负载下三端口电力电子变压器二倍频功率解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3643-3654.
- [47] HU Y, ZHU Z Q and ODAVIC M. Instantaneous Power Control for Suppressing the Second-Harmonic DC-Link Voltage Under Generic Unbalanced Operating Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3998-4006.
- [48] HU Y, ZHU Z Q and ODAVIC M. An Improved Method of DC Link Voltage Ripple Suppression for Asymmetric Wind Power PMSG Systems With a Compensation Unit in Parallel[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(3): 1231-1239.
- [49] ADASE L A, ALSOFYANI I M and LEE K B. Predictive Torque Control with Simple Duty-Ratio Regulator of PMSM for Minimizing Torque and Flux Ripples[J]. IEEE Access, 2020, 8: 2373-2381.

- [50] GE L, ZHONG J, CHENG Q, FAN Z, SONG S and DE DONCKER R W. Model Predictive Control of Switched Reluctance Machines for Suppressing Torque and Source Current Ripples under Link Voltage Fluctuation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 11013-11021.
- [51] ZHU H, XIAO X and LI Y. Torque Ripple Reduction of the Torque Predictive Control Scheme for Permanent-Magnet Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 871-877.
- [52] 刘成, 胡建辉, 尚静. 基于改进自抗扰控制的共直流母线开绕组永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(02): 779-789.
- [53] ZHU C, ZENG Z and ZHAO R. Comprehensive Analysis and Reduction of Torque Ripples in Three-Phase Four-Switch Inverter-Fed PMSM Drives Using Space Vector Pulse-Width Modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5411-5424.
- [54] 李俊峰, 徐向波, 陈劭, 等. 基于自适应陷波与重复控制的主动磁悬浮轴承系统谐波振动抑制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(04): 524-534.
- [55] HOU L, MA J and WANG W. Sliding Mode Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Cascaded Variable Rate Sliding Mode Speed Controller[J]. IEEE Access, 2022, 10: 33992-34002.
- [56] SANTIPRAPAN P, AREERAK K and AREERAK K. An Adaptive Gain of Proportional-Resonant Controller for an Active Power Filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 433-1446.
- [57] XIA C, WANG Z, SHI T and HE X. An Improved Control Strategy of Triple Line-Voltage Cascaded Voltage Source Converter Based on Proportional-Resonant Controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2894-2908.
- [58] 曹凯炜. 永磁同步发电机的 PWM 整流技术研究[D]. 南京航空航天大学, 2014.
- [59] 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.
- [60] 栾庆伟. 电动汽车用永磁同步电机设计与分析[D]. 哈尔滨理工大学, 2019.
- [61] HUANG J, ZHANG Z, HAN J and JIANG W. Dynamic Performance Improvement for

- Permanent Magnet Generator System Using Current Compensating Method With Two-Degrees-of-Freedom Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2823-2833.
- [62] HUANG J, ZHANG Z, and HAN J. Stability Analysis of Permanent Magnet Generator System With Load Current Compensating Method[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2022, 13(1): 58-70.
- [63] ZHANG Q, FAN Y, CHEN J, YANG C and CHENG M. A Current Harmonic Suppression Method for PMSM Based on Harmonic Prediction Adaptive Notch Filter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 2107-2118.
- [64] BADONIM, SINGH A, PANDEY S and SINGH B. Fractional-Order Notch Filter for Grid-Connected Solar PV System With Power Quality Improvement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 429-439.
- [65] 毕京斌, 贾智军, 孔宴伟, 等. 基于陷波器的永磁电机振荡抑制[J]. 微电机, 2020, 53(01): 89-94.
- [66] 王帅. 基于自抗扰技术的永磁同步电机控制系统研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2020.
- [67] 彭秋铭. 自抗扰控制技术在永磁同步电机调速系统中的应用[D]. 中国科学技术大学, 2018.
- [68] 苏思贤. 自抗扰控制器及其应用研究[D]. 江南大学, 2011.
- [69] 王浩然. 车载逆变器二倍频纹波抑制技术研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2023.
- [70] 杨俊伟. 单相电压型 PWM 整流器二次谐波问题的研究[D]. 扬州大学, 2016.
- [71] 谢远超. 负载不平衡时三相四桥臂逆变器有源功率解耦技术研究[D]. 合肥工业大学, 2023.

攻读学位期间取得的学术成果

攻读硕士学位期间发表论文情况

[1] 程龙, 黄健, 江明, 等. 不平衡负载下永磁电机交流发电系统转矩脉动的抑制技术研究[J/OL]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 1-10[2025-03-16].

攻读硕士学位期间申请的发明专利情况

[1] 一种基于三相不平衡负载的车载永磁电机转矩波动降低方法, 黄健, 程龙, 吕其丰, 吴道山, 王晨, 申请号: CN202310515180 (发明专利)

致谢

行文至此，落笔为终。回首这三年的时光，有一路同行的好友，有细心指导的老师，有热情活力的师弟师妹，还有辛勤付出的父母。念畴昔先生受教之恩、同道相携之义、父母养育之情，未尝不感怀于心。今缀数言，聊表芹意。

首先，我要衷心感谢我的恩师黄健老师，非常荣幸能够遇见黄老师。在研究生的三年里您对我学业的悉心教导，生活的热心关怀，是我能够顺利完成毕业论文的前提。一年的实习时光里，给予了我最好的科研训练，不仅培养了我独立思考的能力，还增长我的学识。您对我的关心，让我在生活中不再迷茫。感谢王晨老师、韩建斌博士、柏老师在科研上给我的指导和帮助。师恩若岱岳，虽衔草结环，难报万一。

其次，感谢课题组的同门们。徐琳和顾宇彬在科研上给予的帮助，刘杰、李凯和刘云鹏在生活上给予的鼓励，陈龙、王飞、张海龙、徐慧琴、朱海露等师弟师妹们给予的帮助。至若同砚诸君，晨窗共砚，此中金石之谊，岂敢忘哉？

同时，感谢无锡华友发电设备有限公司提供的实验平台，感谢吕其丰吕总经常性的让我出差开会宣讲报告，让我见了许多大世面。感谢研发中心和车间的所有同事，在工作上给予的帮助。

感谢父母对我的养育之情，正是他们不求回报的支持和鼓励我，我才能完成如今的学业，愿化春藤绕膝，长报寸草之心。感谢束伟伟女士的默默支持。

最后，向百忙之中审阅此文的专家、教授们致以深深的谢意！

程龙

2025 年 3 月于安徽工程大学

尚德敏学 唯实惟新

