

重庆大学本科学生毕业设计（论文）

2kW 数码发电机的系统优化设计与控制策略



学 生：贾 卓

学 号：20104197

指导教师：陆帅教授

专 业：电气工程与自动化

重庆大学电气工程学院

二〇一四年六月

Graduation Design (Thesis) of Chongqing University

**Optimization Design and Control Strategy of
2kW Digital Generator Systems**



Undergraduate: Zhuo Jia

Supervisor: Prof. Shuai Lu

Major: Electrical Engineering and Automation

College of Electrical Engineering

Chongqing University

June 2014

摘 要

本文首先以开普公司 IG-2000 数码发电机作为研究对象,分析数码发电机结构与其工作原理,搭建数码发电机工装和实验平台,测试其工作时电压电流波形,找出性能上的不足。然后给出一个完整数码发电机设计过程,包括三相二极管桥式整流电路,单相逆变电路与 IGBT 选型,交流侧和直流侧的 LC 滤波器。其中对于直流侧 LC 滤波器,本文建立了多维可视化数据场,可以直观分析多目标和多约束条件下的 LC 参数的优化过程,使工程设计人员能够更容易把握设计参数的变化规律,更易实现给定目标函数的最优化方案,找到较好的滤波器优化参数。

在控制策略方面,本文针对现有数码发电机在实测中表现出来的性能不足,首先采用了一种基于 PI-P 双闭环控制的单相电压型逆变器稳压控制技术,同时研究该控制策略的最佳 PI 参数整定方法,以此保证系统的动态性能最佳,输出电压畸变率 THD 降低到更低水平,保证了数码发电机能够输出理想电压波形。

另外,本文还研究了数码发电机内燃机转速控制技术,分析调速系统中各参数之间的关系,建立内燃机数学模型,构成简单闭环控制策略。转速控制根据负载情况和输出功率控制进油量,既能够保证转速自动调节,不会给输出电压幅值造成稳态波动,同时能够高效节油,有利于环保。

最后,本文在 MATLAB / Simulink 中分别对基于恒转速控制策略和基于母线恒压控制策略的数码发电机系统进行了系统仿真,结合仿真波形讨论和分析了物理过程,最终得出结论:基于母线恒压控制的数码发电机系统更易采用。使用该控制策略可以明显改善数码发电机的动态性能和稳压输出波形质量,THD 低至 1.83%,使其整体性能得到了提升,初步实现了高性能数码发电机系统的优化设计与控制。

关键词: 数码发电机, 参数优化, PI-P 双闭环控制, 恒转速控制, 母线恒压控制, 系统建模仿真

Abstract

This paper firstly analyzed the structure and the working principles of a Kipor 2kW digital generator, set up the test platform, and tested the voltage and current waveforms of its steady and transient working states. Then, a complete design procedure of a 2kW digital generator was presents, which includes the three-phase diode-bridge rectifier, the single-phase SPWM inverter, IGBT selection, and LC filters. As a highlight spot, this paper visualized a multi-dimensional data cube to design the LC filter of DC side. In this way, it could be easier to analyze the filter parameter optimization process with multiple objectives and constraint condition. It is more likely for engineers to understand the changes of design parameters, to propose an optimization solution to the given objective function and to design better filters.

For the control strategy, this paper focused on shortcomings of the existing digital generators' performance, and proposed a single-phase VSI voltage control technology based on a PI-P double-loop control. The PI parameter tuning of this control strategy was also studied, to guarantee the best dynamic performance and lower THD of output voltage.

Besides, this paper also studied the speed control strategy of digital generators. The mathematical model of the internal combustion engine with a simple loop control strategy was established. The control method drives the stepper motor in the throttle, and will automatically adjust the fuel-intake and speed, according to variable load and output power. This speed control method is fuel-efficient and environmentally friendly.

Finally, this paper presented simulation of designed digital generator systems, which are separately based on the constant-speed control strategy and the constant-Vdc control strategy, and analyzed the physical process with simulation waveforms. Now, it comes to a conclusion: The digital generator based on the constant-Vdc control strategy is much better. Using this strategy can amazingly improve both steady and dynamic performance, and it can bring down THD to 1.83%.

In a nutshell, this paper optimized the parameters of 2kW digital generators and proposed control strategies for the inverter and ICE speed, and a high performance digital generator system model is established.

Keywords: Digital generator, Parameter optimization, PI-P double-loop control, Constant-speed control, Constant-Vdc control, System modeling and simulation

目 录

摘 要.....	I
Abstract	II
1 绪论.....	1
1.1 课题研究背景与意义	1
1.2 国内外研究情况	4
1.2.1 逆变技术	4
1.2.2 数码发电机整流电路	5
1.2.3 转速和节流阀控制	6
1.3 论文主要研究内容	7
2 数码发电机结构分析与性能测试.....	8
2.1 数码发电机结构.....	8
2.2 开普数码发电机 IG-2000 初步测试.....	10
2.2.1 工装制作与实验布局	10
2.2.2 电流探测器的硬件制作	12
2.4.3 数码发电机的性能测试结果	13
2.4.4 发电机的部分参数计算	15
2.3 本章小结.....	16
3 数码发电机优化设计.....	17
3.1 数码发电机拓扑结构.....	17
3.2 三相不可控桥式整流电路	19
3.3 单相逆变电路.....	21
3.3.1 数码发电机逆变器与 IGBT 选型.....	21
3.3.2 正弦脉宽调制（SPWM）	22
3.4 滤波器参数设计.....	23
3.4.1 交流侧滤波器设计	23
3.4.2 直流侧滤波器设计	26
3.5 本章小结.....	31
4 数码发电机控制策略与系统仿真.....	32
4.1 逆变器控制策略.....	32
4.1.1 PID 控制简述	32
4.1.2 逆变器 PI-P 双闭环控制策略	33

4.1.3 逆变器控制策略仿真验证	36
4.2 转速控制策略.....	39
4.2.1 内燃机模型	39
4.2.2 内燃机局部仿真	41
4.3 数码发电机系统仿真.....	43
4.3.1 基于恒转速控制的系统仿真	43
4.3.2 基于母线恒压控制的系统仿真	45
4.4 本章小结.....	48
5 总结与展望.....	49
致 谢.....	50
参考文献.....	51

1 绪论

1.1 课题研究背景与意义

从上世纪的工业时代进步到 21 世纪信息时代后，人们对电力需求越来越高的同时，也开始关注能源和环境问题。

近年来，人们愈来愈依赖以传统的中小型发电机为主的可移动式独立电源。传统的可移动式汽油发电机（Gasoline Generator，英文别名也叫 Engine-Generator），工作原理是通过将内燃机（ICE，Internal Combustion Engine）将化学能转为机械能，带动发电机发出电能，能够基本满足电力需求，同时它的可移动性在一些流动性作业的场所具有独特的优势。虽然传统的柴油或汽油发电机价格相对低廉，但是受到固有的结构局限，并且在性能方面有很多待改善的地方：由于要产生额定频率的电压，传统柴油（汽油）发电机转速一般要求工作在较低的恒定转速，从而导致发电机功率不能提高；再加之传统汽油发电机体积大，整体较为笨重，导致传统的汽油发电机功率密度小。另外，大多数汽油发电机都存在噪音大、排放量大、效率低下、耗油多、中心频率不稳定、带负载响应能力差、正弦波波形严重畸变等缺点。

在科技日益发达的今天，人们对可移动式独立电源的性能要求和环境要求也越来越高，因此传统的汽油发电机已经面临淘汰，人类社会将迎来数码发电机时代。

数码发电机（Digital Generator），也叫电子发电机组（Electronic Genset），是近几年里发电机领域中新兴的产品。近年来，作为新一代机电一体化产品，数码发电机凭借其非凡的性能优势被广泛地作为备用、应急的交流电源使用在各个领域，在发电机市场中得到了空前的发展。目前，在发达地区的居民日常生活中都会使用数码发电机来作为外出时的移动电源，而且数码发电机还可以作为野外精密设备电源、军用供电电源、医疗中心应急电源等来发挥自己的作用。

通常情况下，数码发电机在结构上取消了飞轮，通过永磁同步发电机将内燃机输出的机械能转化为 300Hz-600Hz 的交流电，再通过 AC-DC-AC 的电力电子变流过程，最终通过交流侧 LC 低通滤波器，得到满足需要的稳定正弦电压，供用户使用。由于采用了较为先进的变频技术，即功率逆变技术与闭环控制技术相结合的方式，使得其在转速与直流侧电压在一定范围内变动时输出波形也不发生太大的变化。数码发电机还采用了智能节气门控制，发电机可以根据负载变化来实时快速的调节转速的高低，从而降低燃油消耗，而且噪音更小，运行时间更长。同

时，因为采用了电力电子装置，可以让发电机在更高的转速下也能产生额定频率的更高电压，而转速的提高意味着功率密度的增大。可见，数码发电机的两大优势分别是“方便轻巧”和“节能环保”，符合严格的国际环保标准，是毫无争议的环保型动力，发展十分前景乐观^[1,2]。

在军用数码发电机研究方面，美国著名的田纳西州立大学（UTK）和橡树岭国家实验室（ORNL）的 Leon M. Tolbert 等研究人员在 2002 年 IEEE 工业应用年会上发表了一篇关于双向 Buck/Boost 变换器的论文^[3]，而该变换器将用于一台 7.5kW 军用级别的可移动数码发电机。该双向直流变换器的作用在于既能够将发电机电容直流侧转换成低压直流电压，供外部设备使用，又可以电池中汲取电能，保证直流电容端的电压稳定性。

在 2003 年，Tolber 等人又在 2003 年 IEEE 工业应用杂志上发出了该数码发电机的性能介绍^[4]。该数码发电机是美国军用概念样机（图 1.1），是美国国防部和美国军方通信电子指挥研究中心支持的项目 AMMPS 的部分成果。该数码发电机能够在 -45℃-60℃，海拔 3000 米以上的环境下使用，并且通过 32 位 DSP 控制和电路设计，确保在战场上能够更轻巧，更有效，更可靠。同时，该数码发电机样机还有相对友好的用户操作界面和显示面板，可以让士兵或者操作者根据战场上的需要，选择自动调节交流电压输出的频率（50Hz/60Hz/400Hz）和输出电压相数。在 2007 年的成品发布报告上^[5]，该类型的军用数码发电机售价均在 10000 美金以上。在各种优势表明该类美国军用数码发电机样机基本上代表了目前世界上中小型数码发电机的最高水平。

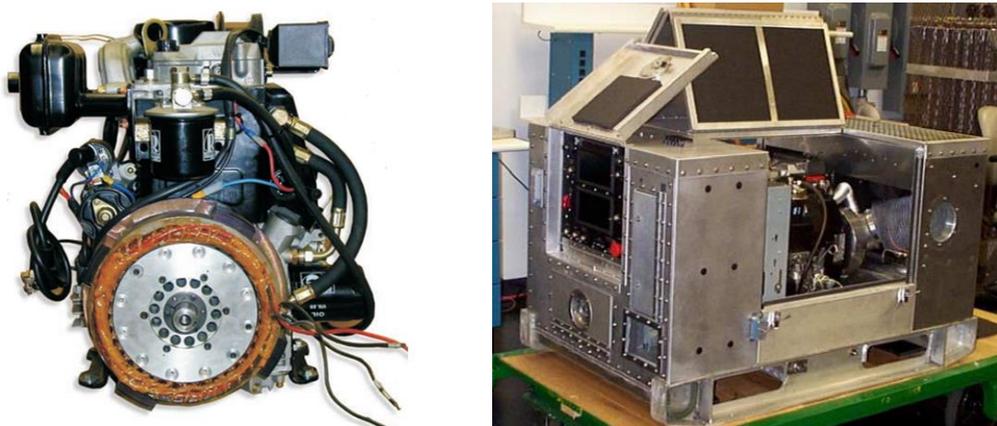


图 1.1 美国 7.5kW 军用数码发电机样机

就民用工业产品来讲，目前国外的公司和中外合资厂商已经占领了国内数码发电机市场的大半江山，尤其是日本独资和合资的产品占据了大多数，比如本田（Honda）和雅马哈（Yamaha）。以本田 EU 系列变频数码发电机为例，它的特点是波形质量高，畸变率号称在 2.5% 以下；能够并联运行，叠加得到大功率输出；

同时该产品拥有省油、轻巧、静音的特点^[6]。

而国内中唯有中国东部沿海为数有限的几个厂家在研发数码发电机。目前,国内数码发电机的功率大多在 1~3kW 左右的范围,都已经采用了电力电子技术和自动控制技术相结合的方式,输出电压波形都是工频近似正弦波,提高了发电机系统效率,在工业生产中得到了广泛的应用。国内最有名的数码发电机公司当数开普动力公司和伊藤动力公司。其中,作为中国第一家研制和生产便携式数码发电机的企业厂商,无锡开普动力公司(Kipor)的开普 IG 系列数码发电机已然成为国产发电机中的佼佼者(如图 1.2 所示),该系列的重量和体积比同等级传统汽油发电机组小了将近 30%~50%。另外,该系列数码发电机在排放和噪音方面,都达到了美国环保署 2005 年的环保标准^[7],因此作为备用电源是十分理想的选择。



正面图

侧面图

图 1.2 开普 IG-2000 小型数码发电机

尽管国内产品一直在进步,但是仍然普遍存在排气设计不良、燃烧效率较低、噪音较大、可靠性差和电磁干扰比较严重等技术缺陷,大大影响产品的性能和产品的实际推广应用。国内产品跟国外产品,以 2kVA 的数码发电机为例,其主要参数^[6-8]对比列表如下:

表 1-1 国内外 2kVA 级别数码发电机主要参数

	开普 (IG2000)	本田 (EU20i)	雅马哈 (EF2000IS)
额定功率(kW)	1.6	1.8	1.6
额定电压(V)	230	220	220
额定电流(A)	7	7.3	7.3
频率(Hz)	50	50	50
燃油箱容量(L)	3.7	3.6	4.2
排气量(cm ³)	105.6	(缺)	79
噪音水平 (dB/7m)	61-73	54-59	61
满载连续工作时间 (h)	3	3.4	4.2

重量(Kg)	22	20.8	20
体积(mm×mm×mm)	515×300×430	512×290×425	490×280×455

可见国产数码发电机在噪声、尾气排放量、耗油量、体积重量、功率密度等多方面性能，暂时落后于国外产品。鉴于数码发电机的广阔应用前景，无论从工程应用的研究意义，还是从经济价值来看，研究具有国人自主知识产权的高性能的便携式数码发电机都是有重要意义的。

1.2 国内外研究情况

数码发电机是一个“麻雀虽小、五脏俱全”的机电系统，跟数码发电机相关的研究包括了整流电路、逆变电路、系统调速控制等众多软件、硬件结合的研究，目前，国内和国外的工程人员和研究人员在这几个方面的部分研究如下所述。

1.2.1 逆变技术

逆变技术是数码发电机中是一个非常关键的技术，它可以将直流侧的直流电转换成固定频率的交流电，从而满足用户和负载的需求。随着电力电子技术的迅速发展，逆变电路从最早的低开关频率、低效率的水平发展到如今的基于高速功率器件的高开关频率、小体积、轻量化的逆变电路，从而被广泛应用在不间断电源（UPS）、电网无功补偿、变频电源等场合，因此确定了它在电力电子技术中的重要地位。

为了控制应用于交流电源中的 PWM 逆变器，台湾交通大学的 Shih-Liang Jung 和 Hsiang-Sung Huang 等研究人员于 1996 年提出了一种新型的基于 DSP 的多环结构^[9]。该结构包括了一个电流内环和电压外环，同时添加负载扰动补偿，来保持 PWM 逆变器的输出电压，减少电压畸变，这是近年来比较常用的控制方法。该方法在频域和时域下的系统性能都得到了实验验证：系统在负载具有较大波动时，使用该方法的输出电压仍能够保持标准波形，且实测总谐波畸变率（THD）在 3% 以下。

重庆大学刘国庆、苏玉刚等研究人员对数码发电机逆变电路部分进行了研究，先利用“重复控制策略”作为电压外环控制方案，在此基础上添加电感电流内环，形成电压、电流双闭环控制，提高了数码发电机动态性能^[10,11]。东南大学刘晓康、王婷等研究者仿真研究结果表明，重复控制只对周期性扰动有抑制，而产生逆变器输出畸变的扰动大部分都是周期性的，因此可以同时矫正死区与负载变化引起的畸变^[12]。但是“重复控制器”在工程应用中对控制芯片要求高，实现较复杂。

针对带有 PWM 电压源逆变器的单机风能转换模式下的感应电机,印度理工学院 Jayaramaiah.G. V 和 Fernandes. B. G 于 2006 年提出一种基于 TMS320F243 DSP 的恒压逆变器^[13]。三相自励感应电机 (SEIG) 系统主要包括了电机部分、三相整流部分和一个输出稳压电容。在转速和负载变化时,通常发电机输出电压效果很差,而他们提出的控制方法成功解决了该问题:输出端电容电压和参考电压的偏差通过 PI 调节,PI 输出通过谐波振荡器 (harmonic oscillator) 产生正弦和余弦信号,再通过 2-3 变换和三角载波产生驱动信号去控制逆变器中的 IGBT 模块。使用该方法能够在负载突加或者突减的时候发挥有效的调节作用,保持输出电压稳定。

印度高科技理工院 Satyaranjan Jena 和印度理工学院的 B.Chitti Babu 等人在 2011 年探讨了连接电网的单相 PWM 逆变器使用 PI 电流滞环控制器后的性能提升情况^[14]。研究人员通过比较滞环控制和带比例积分 PI 调节环节的滞环控制,发现后者能保证逆变器输出电压有较低的总谐波畸变率 (THD)。

华中科技大学的博士研究生彭力与张宇、康勇等研究人员提出了一种基于极点配置的逆变器瞬时电压 PID 控制器的设计方法,使该系统动态性能好,鲁棒性好,稳态精度高^[15]。

这些较新的逆变器闭环控制技术为数码发电机的电压和频率输出性能提升提供了技术支持。

1.2.2 数码发电机整流电路

整流技术也是数码发电机需要应用的电能变换基本技术。在数码发电机中,整流技术可以实现将三相发电机所发出来的三相交流电压转换成单相电压,供后级逆变电路使用。数码发电机可以有多种选择,相关的一些研究如下。

浙江大学的王义芳设计了一种新型可控触发集成电路来控制数码发电机的三相半控整流电路^[16]。该设计取消了同步变压器,从整流桥输入测电源直接采样作为触发电路三路信号,降低了生产成本,通过 PI 调节器来调节触发脉冲相位病稳定输出直流电压。但是该电路不足之处是,使用的是模拟 PI 控制器,因此控制精度和动态响应性能还有待改善。

重庆大学的研究生曾祥林,提出并设计了一种新型的便携式移动电源装置的结构系统^[17]。该系统引入三电平直流变换器的概念^[18],最后确定了前级整流部分采用不可控二极管整流加三电平 Buck 电路,来为后级紧接的逆变电路提供可利用的直流电压。最后,实验验证了该方案可行,并证明了后级电容所承受的电压降低了一半,且开关管的电压应力也为原来的一半。

1.2.3 转速和节流阀控制

负载变化时,发电机和内燃机的转矩平衡发生变化,导致内燃机需要利用节流阀、步进电机等调节机制来进行速度调节。其中,节流阀控制在一定程度上决定了发电机整体的性能成败,包括转速平衡控制和输出波形性能。

英国曼彻斯特大学 M.S. Ghazizadeh 和 F.M. Hughes 在 1998 年为电机自动电压调节器 (AVR, Automatic Voltage Regulator) 提出了一种新式控制回路来,并给出了该控制器的传递函数^[19]。该控制回路利用电机 d 轴和 q 轴的电流,通过这样的控制方法就能将发电机负载变化情况考虑在内,改变转速,保证电压恒定。这样的控制方式不仅能够在发电机运行范围内提供稳压控制,还可以提高基本 AVR 的控制稳定性能。这种控制方法已被广泛利用。

1997 年,美国威斯康辛大学的 Michael J. Ryan 在他的博士毕业论文的最后一个章节,对一个含内燃机和永磁发电机的变速发电系统进行了建模与控制研究^[20]。他通过测试系统的运行点,拟合出功率、节气阀开度角、速度、直流电压和电流的相关曲线,形成“Map”,并配合电压外环和速度内环构建系统数学模型,可以反应瞬态转速随负载情况的变化。采用该控制方法的好处是,在运行范围内逆变器前级的直流滤波电容上的直流电压可以保持近乎恒定,从而保证了逆变器输出的电压性能。该控制方法取名为“功率图谱 (Power-Mapping) 变速控制技术”。在 2000 年,Michael J. Ryan 又和 Robert D. Lorenz 研究了该模型的简化版本,为美国通用电气公司 (GE Corp.) 提供了该技术的应用理论^[21]。

英国和波兰的研究人员 Al-Khayat N, Seliga R, Koczara W 等人在 2002 年基于 DSP 的多回路控制方法控制的变速集成电机 (VSIG, Variable Speed Integrated Generating)^[22]。该系统包括柴油机、轴向式永磁电机和基于 IGBT 的高频电力电子转换器。该设计通过输出端的电力传感器和原动机的速度传感器产生速度信号,并将该信号传给 DSP 转速控制器,从而调节原动机的转速。该设计保证了 VSIG 系统在不同负载下,都能保持高质量的正弦电压输出和系统的快速响应,并制作了 25 kVA 的样机进行了实验验证。

近几年在数码发动机整体控制,尤其是动态转速控制的较新成果中,由捷克共和国的教授 Jan Leuchter 和荷兰的教授 Pavol Bauer 提出的基于变速恒频 (VSCF) 技术的数码发电机控制模型比较引人注目^[23-25]。他们在 IEEE 发表的多篇论文中,通过大量的计算推导、模型建立以及大量的实物实验 (实验平台如下图所示),最终验证了该方法在面对负载突增和负载突减时的有效性。



图 1.3 J. Lauchter 的实验平台

(1: 汽油发动机 2: 永磁同步发电机 3: AC-DC+Bosst 变换器 4: 滤波器)

1.3 论文主要研究内容

本文主要研究目标是优化现有数码发电机设计参数与控制方法，使之在性能上更进一步，甚至能够与国外著名公司的同类产品相媲美。本论文主要研究了以下内容：

(1) 介绍了国内外数码发电机与其相关组件的研究情况、工程发展现状和工作特点，得到结论是数码发电机具有较大的优势与前景。

(2) 研究了数码发电机的结构，并设计了实验工装平台，进行了 2kW 开普 IG-2000 数码发电机性能测试，测试运行参数，并对测试结果进行分析。

(3) 完成了整个数码发电机的电气系统的详细设计，掌握整流电路、单相逆变器和 LC 滤波器的设计过程，尤其是直流侧滤波器的可视化参数设计，实现了给定目标函数的最优化方案，并利用强大仿真软件 MATLAB 进行仿真。

(4) 重点研究了一种基于 PI-P 双闭环控制的逆变器稳压控制技术，同时研究该控制策略的最佳 PI 参数整定方法，以此实现系统的动态性能最佳，让输出电压总畸变率 THD 降低到更低水平，保证了数码发电机能够输出理想波形。

(5) 研究了数码发电机转速控制技术，建立内燃机数学模型，构成简单闭环控制策略。该控制配合步进电机在节气门的执行，控制进油量，既能保证转速自动调节，不会给输出电压幅值造成稳态波动，同时能够高效节油，有利于环保。

(6) 在 Simulink 中分别对基于恒转速控制的数码发电机系统和基于母线恒压控制的数码发电机系统进行了系统仿真，结合仿真波形讨论和分析了物理过程，最终得出结论：基于母线恒压控制的数码发电机系统更易采用。使用本文提出的控制策略可以明显改善数码发电机的输出波形质量，带大负载时 THD 可低至 1.73%，使其成为高性能可移动电源。

2 数码发电机结构分析与性能测试

2.1 数码发电机结构

正如前文绪论中所述，无锡开普动力公司作为中国第一家研制生产便携数码发电机的企业，其相关产品开普 IG 系列的数码发电机已然成为国产发电机中的佼佼者。因此，在设计数码发电机之前，可对现有的开普 IG-2000 的数码发电机进行结构分析。为了更好的了解相关内部结构以及后续实验，将数码发电机拆解如下图所示。

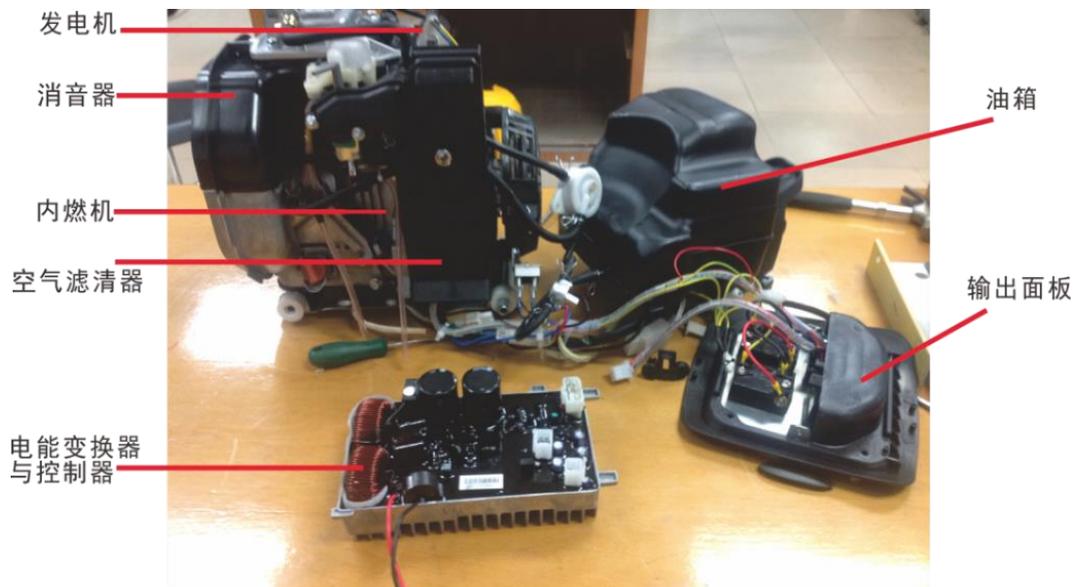


图 2.1 小型便携式数码发电机结构拆解图

作为应急电源（EPS）的数码发电机发电机，是一种复合机电系统，利用汽油内燃机的动力带动发电机转子旋转，产生感应电动势，从而输出交流电能。

其中，汽油内燃机以汽油为燃料，在气缸内燃烧燃料产生热能，并将其转化为机械能的传统工业机器。它的具体工作原理是通过快速拉动启动拉丝（图 2.2），带动三相发电机的磁极突然转动，由此转动产生的瞬态电压经过点火线圈产生高压点火脉冲，由火花塞引入发动机的气缸（图 2.3），并在火花塞电极的间隙之间产生电火花，点燃正被上行活塞压缩到燃烧室的油气混合物。然后迅速燃烧的混合气使气缸内的压力骤然膨胀，压迫活塞与连杆的曲轴做功，完成一个包括进气、压缩、膨胀和排气这四个过程的工作循环^[26]，即完成四冲程将化学能转换为机械能，产生转矩带动三相发电机快速平稳地转动，产生持续的电能。另外，跟传统发电机一样，数码发电机的内燃机也装有消声器和空气滤清器，分别起到减少噪

音和净化过滤废气的作⽤。



图 2.2 启动拉丝



图 2.3 点火线圈与火花塞

在可移动电源中，发电机⼀般多为交流同步发电机。传统的单相汽油发电机组采⽤的是单相交流同步电动机（如图 2.4 所示），⽽数码发电机采⽤三相同步发电机（如图 2.5 所示）。同步发电机按选择⽅式可以分为旋转电枢式和旋转磁极式两种，单相汽油发电机组采⽤的是旋转磁极式的电机，⽽三相数码发电机中的同步发电机是旋转电枢式。虽然他们结构上有所不同，但是⼯作的基本原理都是利⽤磁场和线圈的相对运动，切割磁力线产⽣感应电动势。开普 IG-2000 数码发电机的磁极均匀分布在发电机转子周围，磁极对数 $P=7$ 。



图 2.4 传统汽油机的单相同步发电机



图 2.5 数码发电机的三相同步发电机

数码发电机在调速⼿段上，与传统汽油发电机有很大区别。传统汽油发电机内的机械结构中含有自动调速装置^[27]，这个调速装置主要由离心块和弹簧组成，如图 2.6 蓝色圆圈所示。⽽数码发电机转速控制是由步进电机在内燃机节气门处执⾏控油过程来完成的，如图 2.7 所示。



图 2.6 弹簧调速装置



图 2.7 步进电机调速装置

具体来说，当传统汽油机外加负载增大，电流也随之增大，从而使发电机的负载转矩 T_L 增大，由式(2-1,2-2)可以看出机械转速 n 必要下降。当机械转速下降以后，离心块会收缩使得中间的顶针把油门顶大，以此来增大进油量从而增大输出功率 P_E ，输出转矩 T_E 也随之增大。当汽油发电机的油门被顶到一定的程度，输出转矩与负载转矩就会达到新平衡。

$$T_E - T_L = J \frac{dn}{dt} \quad (2-1)$$

$$P_E = n \cdot T_E \quad (2-2)$$

而数码发电机转速控制是由转速的反馈信号或者直流侧电压反馈信号构成闭环控制器，将数字控制量传给步进电机驱动，从而执行在节气门处的进油量调节作用。

而高性能数码发电机与传统的汽油（柴油）发电机最根本的区别在于电能从发电机的后级输出后进行了有效的电能变化过程，最后将所需要的电能输送到输出面板上供用户接入负载。电能变换过程主要是通过电力电子的电路（图 2.8）和控制板完成的，这个部分将在后文设计中进一步讨论。

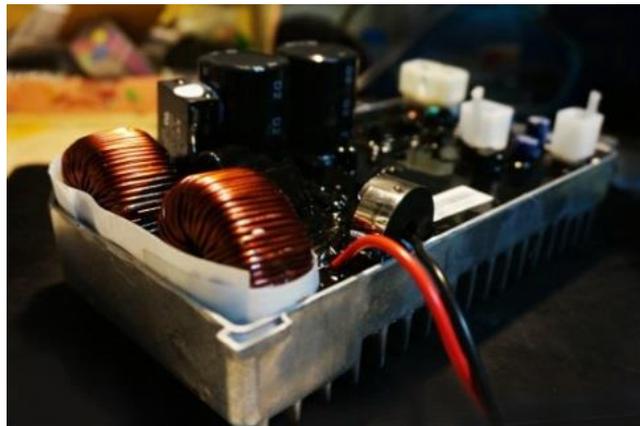


图 2.8 数码发电机电力电子电路与控制板

2.2 开普数码发电机 IG-2000 初步测试

2.2.1 工装制作与实验布局

对于拆解后的开普单相数码发电机 Kipor IG-2000，我们设计了工装重新稳定数码发电机，如图 2.9 所示，同时裸露出电机的转轴，方便测速，同时对线束了解清楚并标号后可以知道每根线束的信号内容，方便测试数据，也为将来验证基于 DSP 的控制器实物做好准备。

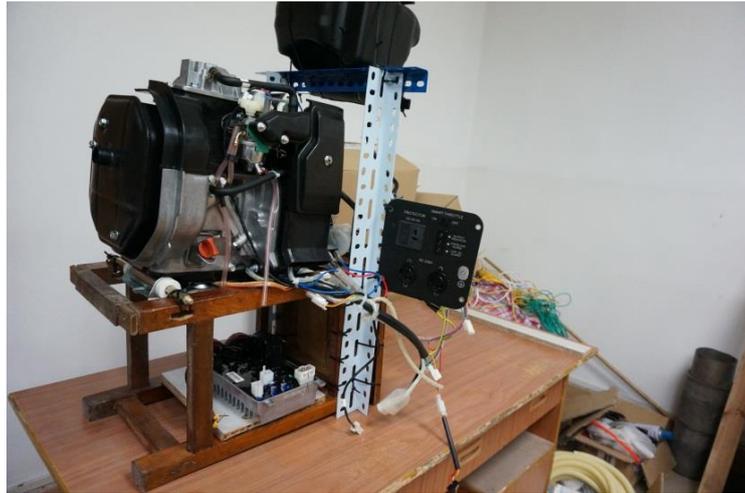


图 2.9 数码发电机实验平台

针对数码发电机初步测试，可设计实验布局如下（图 2.10）。单相数码发电机发出单相交流电，接入活动端子，在活动端子另一侧接上一个插线板，以接入负载并用来测试工作时的电压波形。另外，使用霍尔传感器制成的电流探测器来测量电机输出电流波形。

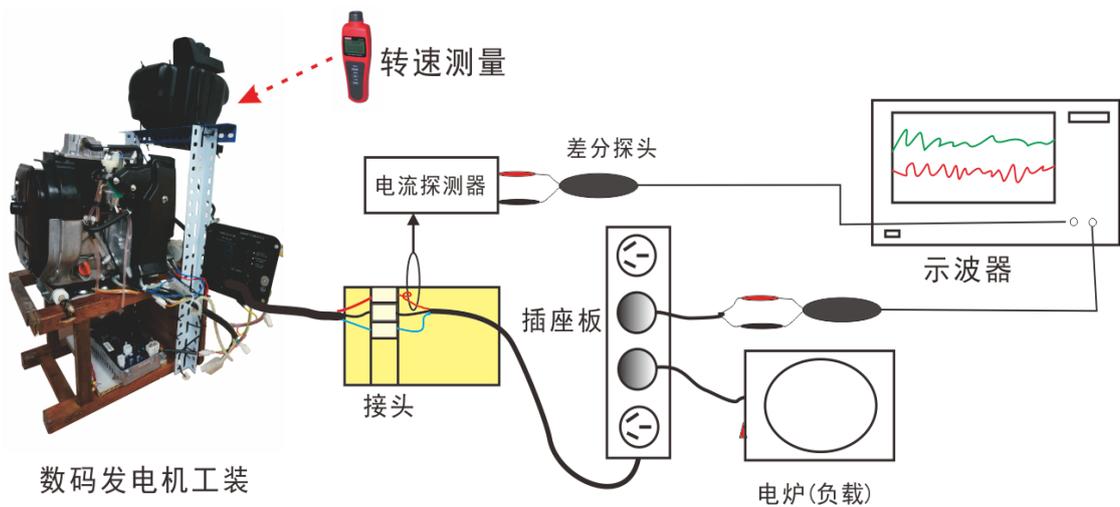


图 2.10 数码发电机测试的布局示意图

利用电阻性暖风机或电热炉来代替可变电性负载。使用某型号暖风机共两档，第 1 档额定功率为 1.2 kW，第 2 档额定功率为 1.8 kW（单相数码发电机额定功率 2 kW）。此举的优越性在于不需要添加额外散热设备，节约实验成本，简化实验过程。

应当注意，发电机的运行和测试应在过道等通畅地带，以防汽油不完全燃烧产生的 N_xO_y , CO 等有毒气体导致实验者中毒。

2.2.2 电流探测器的硬件制作

为了方便利用电压探头测取电机的输出电流值以及未来的实验需要，可以设计一个基于霍尔电流传感器的通用电流探测器。

该电流探测器主要基于美国 LEM 公司所生产的霍尔电流传感器 LF205-S^[28]，以及 Analog Device 公司的运放 AD823^[29]来实现其功能。AD823 是一款双通道、精密、16 MHz、JFET 输入运算放大器，具有同时具有出色的直流和交流性能。霍尔传感器的原理是霍尔（Hall）现象（如图 2.11 所示）。当半导体流过电流 i 和磁通量 B 方向垂直，“霍尔电压” V_{Hall} 将出现在半导体两侧。当电流恒定时，电压幅值和磁通量成正比例关系。因此，霍尔传感器可以测量通过传感器的磁通，若配上抵消导体中电流磁链的反馈控制，进而可以精确测量通过传感器铁心的电流。

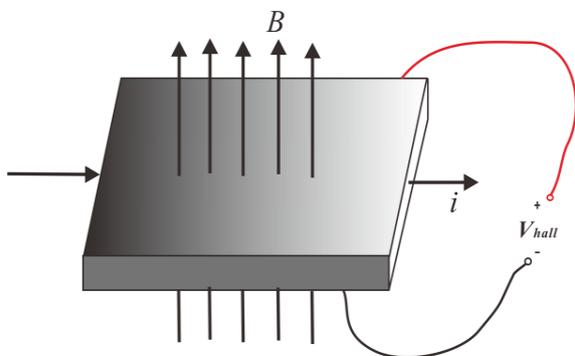


图 2.11 霍尔效应

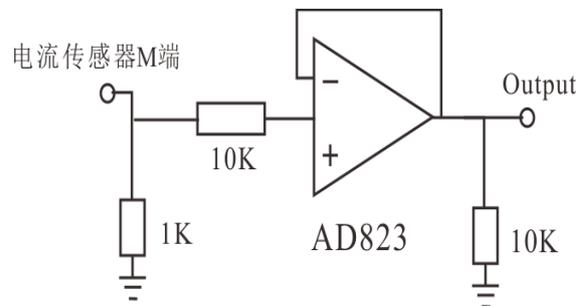


图 2.12 电流探测器电路

由于电机的输出额定电流在 9A 左右，因此在充分考虑裕度的情况下，要求电流探测器的承受电流达到 20A 左右。整个电路原理图如图 2.12 所示。

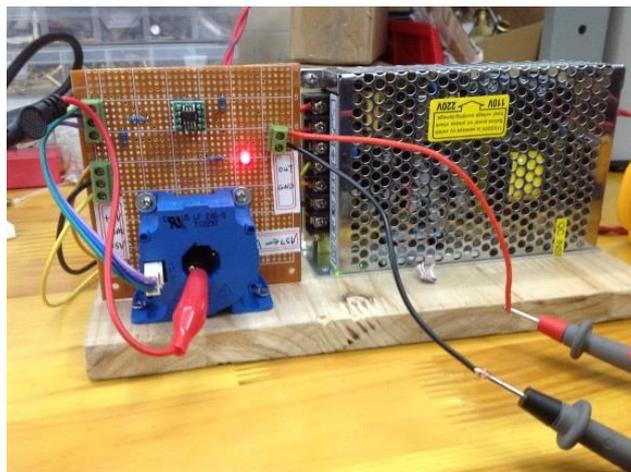


图 2.13 电流探测器实物

该电流探测器硬件制作完成后如图 2.13 所示。经过数字信号发生器恒电流模式下的校准测试，可知测量电流 I_m 与示波器显示电压 $U_{display}$ 的对应关系为：

$$I_m = 2.08U_{display} \quad (2-3)$$

2.4.3 数码发电机的性能测试结果

下面分析数码发电机在初步实验中，空载和带负载运行时的电压、电流稳态波形，以及负载突变时的动态电压电流波形。

(1) 空载运行电压波形

经过实验测得开普数码发电机在空载运行时的稳态输出电压如图 2.14 (a) 所示。由图可知，在空载运行时，数码发电机电压输出波形整体图像基本不失真，利用示波器放大之后如图 2.14 (b) 所示，进一步肯定得到的输出波形基本不失真，可认为是正弦电压。同时测量可知数码发电机的输出电压频率为 49.98Hz，有效值为 226V，峰值为 326V。

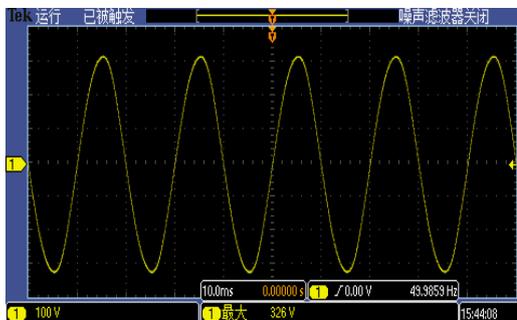


图 2.14 (a) 空载电压波形

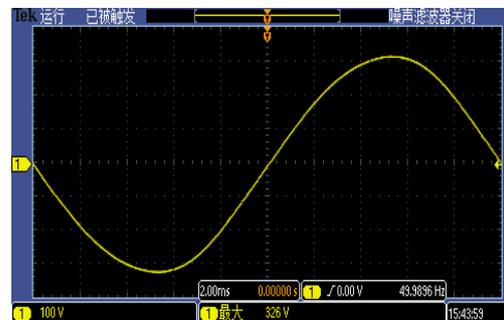


图 2.14(b) 空载电压波形（放大）

(2) 带负载运行电压与电流波形

当开普数码发电机带上阻性取暖机作为负载运行后，它的输出电压波形产生了变化。该型号取暖机有两档，作为大、小负载分别接入数码发电机，测试其带负载的能力。

当取暖机 1 档接入时，测试电压波形如图 2.15 (a) 黄色波形所示，放大后见图 2.15 (b) 可发现波形发生了略微的畸变，其频率变为 49.98Hz,电压有效值为 230V，峰值变为 330V，刚刚等于额定电压。

同时，它的输出电流是一个畸变的波形（如图 2.15 蓝色波形所示）。根据所使用的霍尔传感器的转换公式 $I_m = 2.08U_{display}$ ，电流峰值约为 10.4 A。

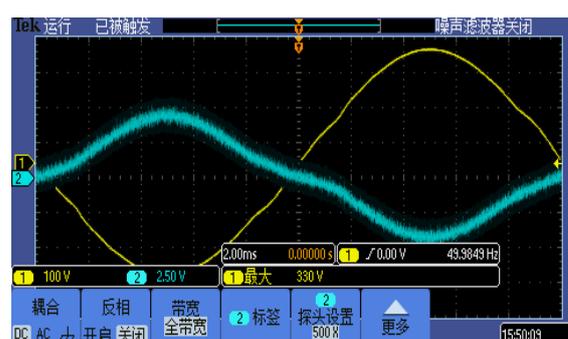


图 2.15 (a) 带阻性负载电压电流图-1 档

图 2.15 (b) 局部放大

当取暖机 2 档接入时，测试电压波形如图 2.16 (a) 黄色波形所示，放大后见图 2.16 (b) 可发现波形发生了比 1 档时更明显的畸变，其频率变为 49.98Hz, 电压有效值为 216 V, 峰值变为 316 V。同时，它的输出电流是一个畸变的波形（如图 2.16 蓝色波形所示， $I_m = 2.08U_{display}$ ）。

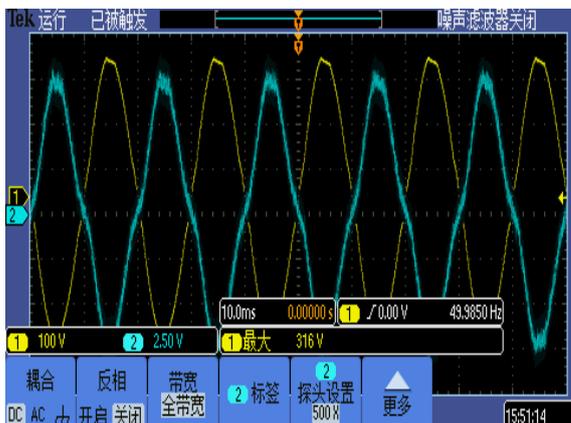


图 2.16(a) 带阻性负载电压电流图-2 档

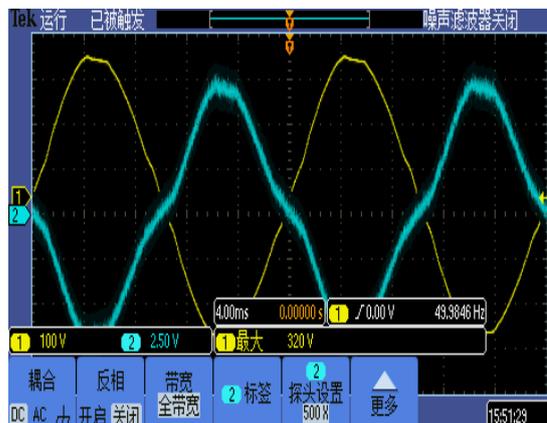


图 2.16 (b) 局部放大

从以上实验结果可以发现，对于开普数码发电机的波形效果基本理想，负载变化对于数码发电机输出电压、波形、频率都有一定影响，并且负载接入功率越大，波形畸变影响越明显，说明带载能力差。

(3) 负载变化时瞬态测试

当负载从空载接入 1 档时，测试电压波形如图 2.17 (a) 黄色波形所示，放大后见图 2.17 (b)，可发现电压波形发生了较明显的畸变，变成不规则的正弦波，且电压幅值下降近 20V。同时，它的输出电流是一个略有畸变的正弦波（如图 2.17 蓝色波形所示）。

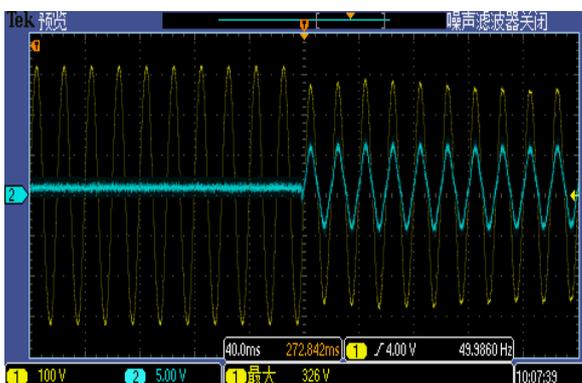


图 2.17 (a) 从空载到 1 档的电压电流

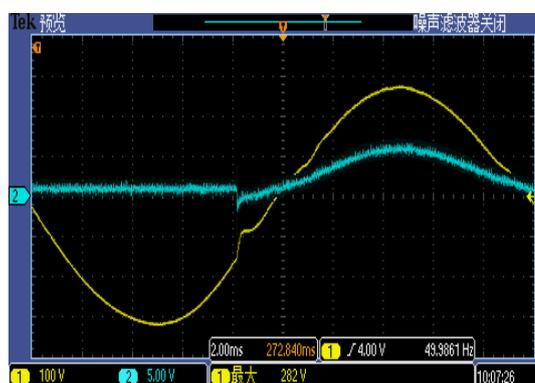


图 2.17 (b) 瞬态变化（放大）

当负载进一步从 1 档接入 2 档时，测试电压波形如图 2.18 (a) 黄色波形所示，放大后见图 2.18 (b)，可发现电压波形此时变化不大，有效值约为 230.5V。但是

输出电流变成一个畸变较大的正弦波（如图 2.18 蓝色波形所示），且输出功率增加后，电流峰值增加至 13.5A 左右，电流有效值约为 9.56A。与理论计算结果 $I = 1800W / 230.5V = 7.81A$ 相比有一定差距，这当然可能是说明实验所用负载电炉的功率标定不准确所造成的。

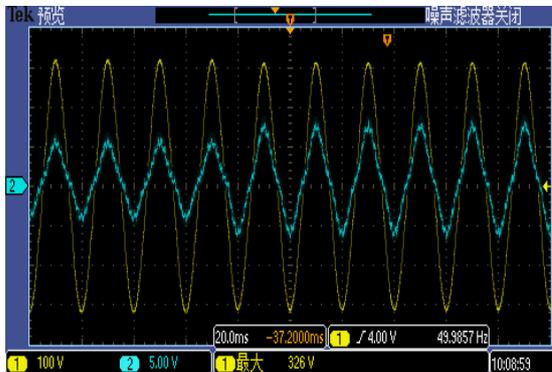


图 2.18(a) 从 1 档到 2 档的电压电流

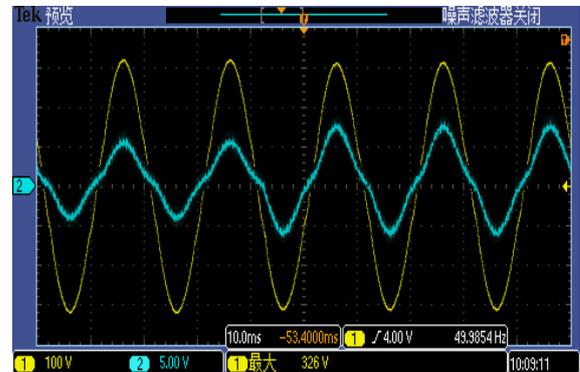


图 2.18(b) 瞬态变化（放大）

综合实验结果波形可以看出，尽管数码发电机的电压和电流波形比传统汽油发电机进步了很多，但是还是明显的不足：带重载的电压波形畸变明显，含有较多谐波；负载功率增加，导致稳态电压下降明显，且频率也会发生一定程度的变化，说明带载能力差。总之，由于无法满足输出电压恒压和恒频要求，该开普 IG-2000 数码发电机还不能称之为“高性能数码发电机”，它还有很多地方需要改善。

2.4.4 发电机的部分参数计算

(1) 磁链计算

对于同步发电机，稳定输出电压的幅值与实际的转速成正比，则有

$$V_{\text{phase-peak}} = \lambda \omega_e \quad (2-4)$$

其中 $V_{\text{phase-peak}}$ 是相电压峰值， λ 是磁链（反电动势系数）， ω_e 是电角度转速。

采用空载实验法，在某一油门开度时刻，测量得到发电机空载运行时的相电压电压和对应转速分别为 $V_{\text{line-rms}} = 280V, n = 3300rpm$ ，结合极数 $P = 14$ ，则电角度为 $\omega_e = 7\omega = 7n\pi / 30 = 2419.03rad / s$

则容易计算出磁链 $\lambda = V_{\text{line-peak}} / (\sqrt{3}\omega_e) = 0.0945V / rad \cdot s^{-1}$ 。该参数在仿真时，可在 MATLAB 中用于设置发电机参数。

(2) L_d, L_q 测量

该发电机使用 Y 链接而没有中线引出，为了实际测得永磁同步发电机的直轴电感 L_d 和交轴电感 L_q ，通过缓慢匀速转动转子，利用 RLC 测量仪，可以测三相发电机输出端任意两相对应内部电感的最大和最小值，

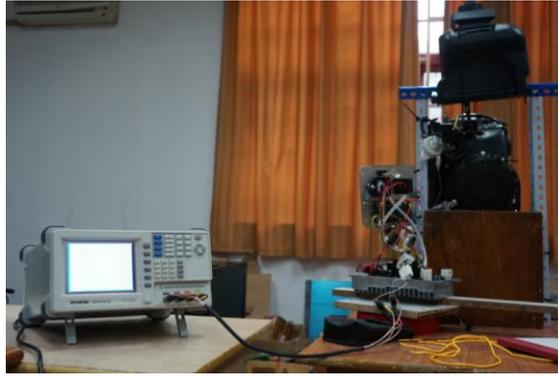


图 2.19 使用 RLC 测量仪测量 L_d, L_q

参考文献[30]的结论可以算出直轴电感 $L_d = 11.5mH$ ，交轴电感 $L_q = 6.08mH$ ，该工程实测法论证相对复杂，非本文讨论重点，恕不赘述。

2.3 本章小结

通过以上讨论，本章完成了以下内容：

① 以开普 IG-2000 数码发电机为对象，研究了数码发电机的结构，分析了数码发电机系统各部件之间的关联，为后文设计奠定基础。选择了合适的数码发电机的电路拓扑结构作为理论研究对象。

② 制作了数码发电机工装与试验平台，为实验测试和相关研究提供了非常好的平台基础。设计初步测试实验，并制作了电流探测器以满足实验需求。

③ 完成开普 IG-2000 数码发电机的初步性能测试，并分析测试结果，得出结论：开普数码在稳态性能和动态性能都有待提高。

④ 通过测试中所得数据，可以测量计算出发电机的磁链、直轴电感和交轴电感，带入 MATLAB 仿真以求更加贴近实际情况。

3 数码发电机优化设计

3.1 数码发电机拓扑结构

从整体来说，数码发电机组的交流发电机直接与发动机同轴相连，取消了飞轮，发动机转速提高，数码发电机在尺寸和重量上减小了很多，是真正的迷你(Mini)型发电设备。交流发电机部分输出的电压频率一般在 300Hz—600Hz，发电机输出的三相交流电，通过交流--直流--交流的整流、逆变过程，再将逆变电路的输出通过 LC 低通滤波电路滤波，最后可以得到接近市电的正弦波，提供用户稳定的单相电压交流电压。另外，大部分数码发电机可以自带转速控制，转速可以根据负载的情况进行智能调节，实现变负载时均可得到用户所需的频率、电压、波形等参数，从而达到节油、环保的目的。整个数码发电机的电气系统功能框图，如图 3.1 所示。

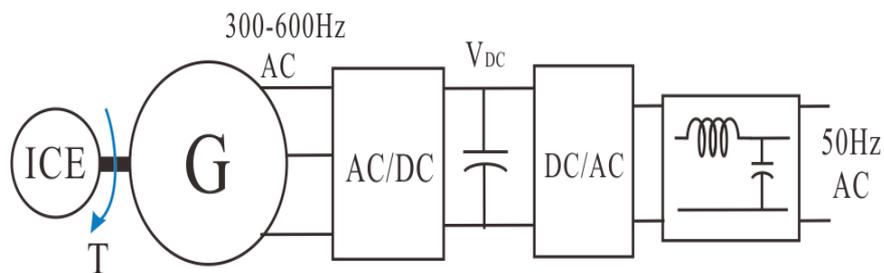


图 3.1. 数码发电机系统功能框图

尽管数码发电机在电路结构上并不复杂，但是由于不同结构的整流器、逆变器、滤波器可以有多种组合方式，数码发电机具体的拓扑结构还是可以有多种选择。下面介绍其中的三种常见备选方案的拓扑结构。

第一种单相数码发电机的拓扑结构如图 3.2 所示。内燃机带动三相发电机发出三相交流电压，经过一个二极管不可控整流电路，变为单相直流电压并在直流侧滤波电容（或 LC 滤波器）处稳压，然后经过单相桥式 PWM 逆变器和低通 LC 滤波器，得到所需的单相交流电。

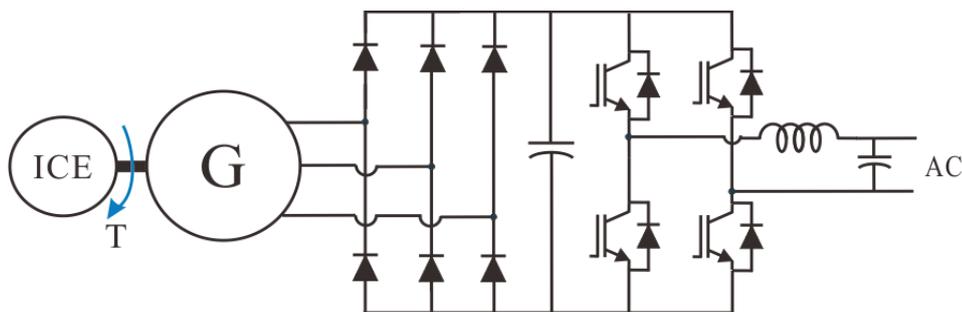


图 3.2 基本 AC-DC-AC 拓扑结构

该拓扑结构的最大优点是结构简单，成本低，能够用在大多工业产品上。缺点是当发电机输出电压和频率改变时，经过不可控二极管整流电路，直流电压会发生一定变化。尽管我们可以调整 PWM 逆变器的调制度来使输出电压不变，但是该调节范围是十分有限的，当直流母线电压降到一定阈值，逆变器将不能正常工作，不能输出功率。因此该结构需要配合调速控制来使用。

为了解决第一种拓扑结构的这个问题，可以在数码发电机系统中不可控二极管整流电路和 PWM 逆变电路之间增加一个 Boost 升压斩波电路，形成第二种拓扑结构，如图 3.3 所示。这其实是一种带有有源功率因数校正（APFC）的结构，当发电机输出电压和频率改变时，经过不可控二极管整流电路后的直流电压会发生变化，但是再经过 Boost 电路可以将直流电压升压，使其保持在预期的直流电压上，从而减少甚至消除逆变器输入侧的电压波动，减少谐波，功率因数可调高接近 1。

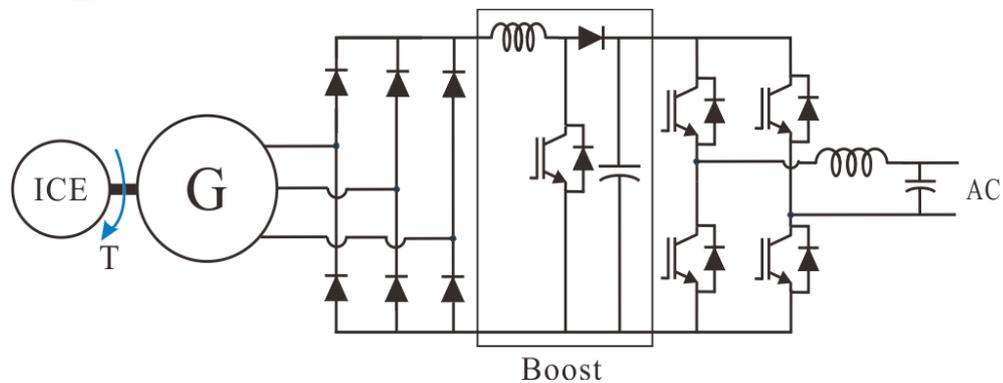


图 3.3 加入 Boost 升压斩波的拓扑

除此之外，还可以在 Boost 升压斩波电路的后面加一个双向 Buck/Boost 变换器，如图 3.4 所示。这样既可以向低压蓄电池充电和向负载提供相应的低压直流电压，同时又可以在需要从蓄电池中汲取电能，以稳定逆变器直流侧的输入电压。由于该变换器结构和控制较为复杂，因此本文暂不讨论。

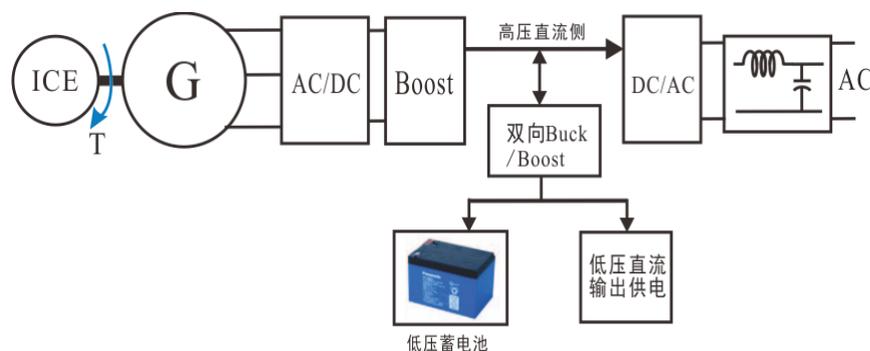


图 3.4 加入双向 Buck-Boost 结构的拓扑

本文主要讨论数码发电机的工作特点与参数优化，同时考虑成本问题，因此选择第一种基本拓扑进行讨论与优化设计。

3.2 三相不可控桥式整流电路

整流电路(Rectifier)是电力电子领域中出现最早的电能变换电路，将交流电能变为直流电能，供给用电设备使用。随着几十年的发展，整流电路的应用也变得十分广泛，种类也很多，如果按组成的器件类型可分为不可控、半控以及全控三种^[31]。考虑本次项目设计将三相不可控整流电路作为备选方案。

三相不可控桥式整流电路如图 3.5 所示，主要由二极管组成桥式结构，通过六个二极管在自然换向点进行自然换相，从而将三相发电机所发出的交流电变为直流，并一般在直流侧加入对滤波电容进行滤波，维持直流电压的稳定。另外，在实际情况下，在电容前端通常还有电感，或者为了抑制电流冲击，常在串入较小的电感。这样避免了窄电流效应产生的尖峰型波形，使电流波形前沿平缓了很多，利于电路正常工作。有些设计师出于成本及封装紧凑的考虑，往往会省去电感，而在电感的位置改成电阻。

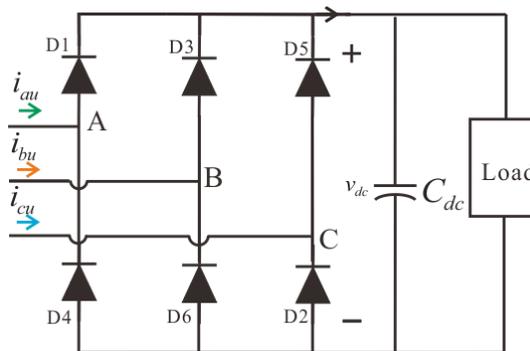


图 3.5 三相二极管桥式整流电路

假设输入电压为三相对称的 50Hz, 220V 交流电压，则整流后不带滤波电容和带滤波电容的输出电压波形，对比如图 3.6 所示。

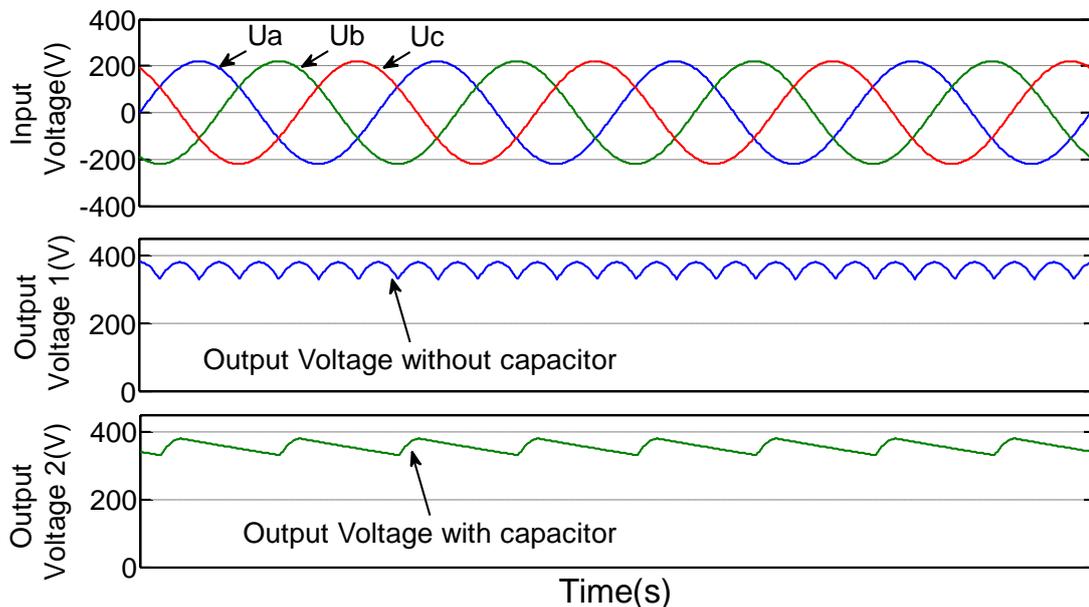


图 3.6 整流电路输出电压（不带电容与带滤波对比）

在没有滤波电容时，三相桥式整流器输出电压在一个周期内有 6 个波头。这是因为在任意时刻都有上下两个二极管同时导通。若以输入相电压 U_a 和 U_c 相交的点为自然换相点，一个周期内导通情况和输出电压会经过下表的 6 个阶段：

表 3-1

阶段	①	②	③	④	⑤	⑥
导通二极管	D1, D6	D1, D2	D3, D2	D3, D4	D5, D4	D5, D6
输出电压	U_a-U_b	U_a-U_c	U_b-U_c	U_b-U_a	U_c-U_a	U_c-U_b

文献[32]中推导了不加滤波电容时，三相桥式二极管整流器的输出电压为：

$$v = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(1 - \sum_{n=6k}^{+\infty} \frac{2}{n^2-1} \cos(n\omega_s t) \right) \quad (3-1)$$

其中 n 是谐波次数， $k=1,2,\dots$ ， ω_s 是基波角频率， V_m 是相电压的幅值。

从图 3.6 中来看，当存在滤波电容时，波形更加平坦，当某一对二极管导通时，输出直流电压等于交流侧线电压中最大的一个，此线电压既向滤波电容供电，也向负载供电。当没有二极管导通时，由电容向负载放电， v_{dc} 按指数规律下降^[30]。

加入滤波电容后的整流电路的另一个特点是，在轻载时直流侧获得的充电电流是断续的，在空载时输出电压平均值最大：

$$U_{dc} = \sqrt{2} V_{line-rms} = 1.42 V_{line-rms} \quad (3-2)$$

随着负载增加，整流输出平均电压会减少，当到达临界点 $\omega RC = \sqrt{3}$ 时，整流电路直流侧电流进入连续情况，此后输出电压波形变成线电压的包络线，其平均值为

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} v_{line} d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_{line-peak} \sin \theta d\theta = 1.35 V_{line-rms} \quad (3-3)$$

因此二极管不可控整流输出直流侧电压平均值 V_{dc} 在 $1.35-1.42V_{line-rms}$ 这样一个小范围内变化。

采用二极管不可控整流电路的原因是该电路结构简单，结构紧凑，可靠性高，成本较低，可以实现良好的整流效果。因此对于民用数码发电机，三相二极管整流电路可以作为一个比较合适的部件选择。

3.3 单相逆变电路

3.3.1 数码发电机逆变器与 IGBT 选型

逆变器(Inverter)的主电路拓扑形式多种多样,有推挽型、半桥型以及全桥型等。在器件选择方面,小容量逆变器因为输出功率不大,电压和电流不大,大多选择电力 MOSFET 作为其开关器件;而由于大容量正弦波输出的逆变电源输出电压、电流一般都较大,因此多采用 IGBT 作为开关器件。尽管 MOSFET 能够满足电流、电压的承受要求,但是 IGBT 损耗更少,因此考虑使用 IGBT 来提高效率。

本文主要研究的是 50Hz, 2kW 的低频逆变电源,根据以上分析,逆变器主电路采用以 IGBT 为开关器件的单相电压型全桥式结构,主电路图如图 3.7 所示。

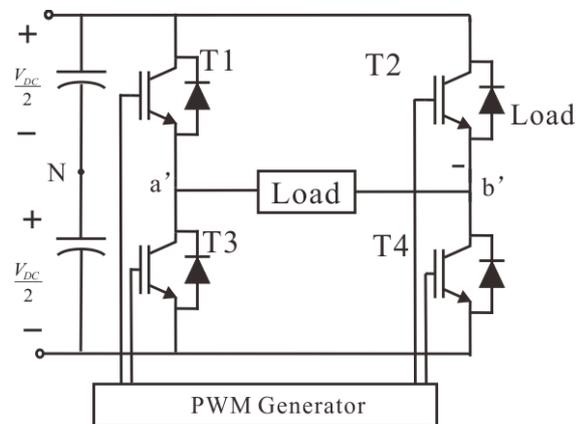


图 3.7 单相电压型全桥逆变电路拓扑结构

桥式逆变器的基本思想是通过对角功率器件的开通与关断,使通过负载的输出电流改变方向,在负载上形成正负两种矩形电压波。这种电压波就是含有复杂谐波成分的交流电压。而功率器件具体的开关规律,是根据设计需要,由调制方式决定的。

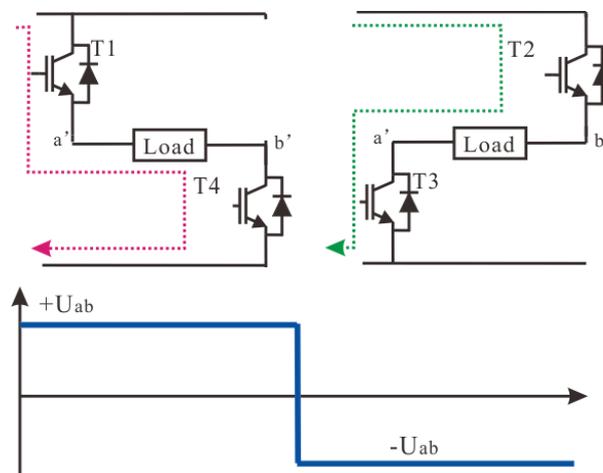


图 3.8 逆变器基本思想示意图

至于 IGBT 的选型,根据直流母线的电压 400V 左右,开关工作频率设在 10kHz,以及综合考虑散热方式和损耗情况,初步选型使用 International Rectifier 公司的 IRGB4064DPBF。

3.3.2 正弦脉宽调制 (SPWM)

调制技术采用正弦脉宽调制 (SPWM) 技术,所谓正弦脉宽调制波形,就是指与正弦波等效的一系列等幅不等宽的矩形脉冲波形^[31]。它的基本原理是面积等效原理:把正弦波分成 N 等分,然后用一个与此面积相等的矩形脉冲来代替每一等分的正弦曲线与横轴包围的面积,保证矩形脉冲的幅值是不变的。各脉冲的中点与每一等分的中点重合。这样,由 N 个等幅不等宽的矩形脉冲组成的波形与正弦波等效,称作 SPWM 波形。SPWM 控制技术根据控制信号极性的不同,可分为单极性、双极性和单极倍频三种^[31]。

下面对于单相电压型全桥逆变电路的情况,分别对这三种 SPWM 调压方式进行说明。

单极性 SPWM 是指半个载波周期内,高频三角波载波只在一个快速方向变化,由三角载波和调制波交截所得的 SPWM 在半周期内也只能在一个方向变化。单极性 SPWM 调制规律可以简单概括为表 3-2 的内容,其波形关系如图 3.9 所示。

表 3-2 单极性调制 PWM 调制规律

调制波 u_r	载波 u_c	通态的 IGBT
正半周 (+)	$u_r > u_c$	T1, T4
	$u_r < u_c$	T1, T2
负半周 (-)	$u_r > u_c$	T3, T4
	$u_r < u_c$	T3, T2

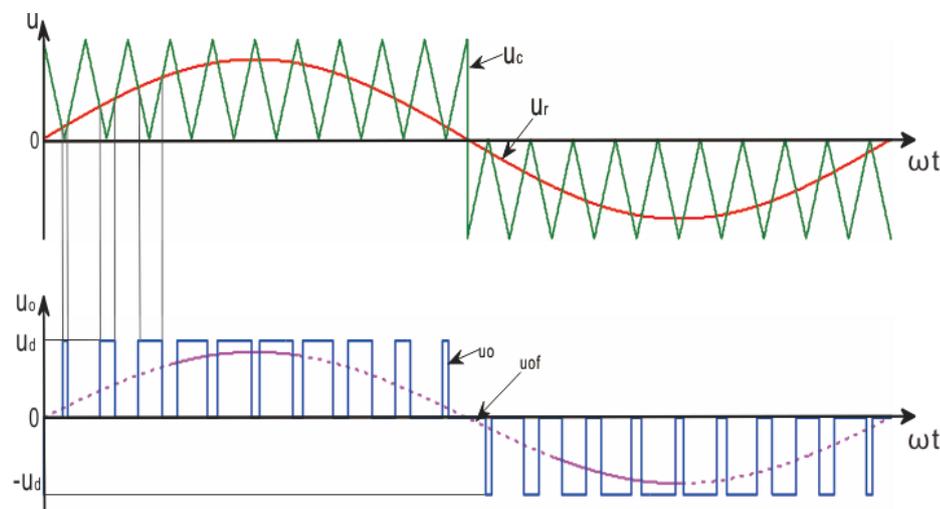


图 3.9 单极性 SPWM 控制的波形图

图中 u_c 为载波信号， u_r 为调制信号， u_o 和 u_{of} 分别为 SPWM 输出电压和其基波分量。

双极性 SPWM 的主要特点是半个载波周期内，逆变桥的输出电压既有负电压，又有正电压，没有零电压。对于单相桥式逆变器而言，双极性调制特点为：同一桥臂上的 IGBT 开关总是成对互补的，输出电压 U_o 在其半个周期内，电压极性在两个极性间变化，如图 3.10 所示。

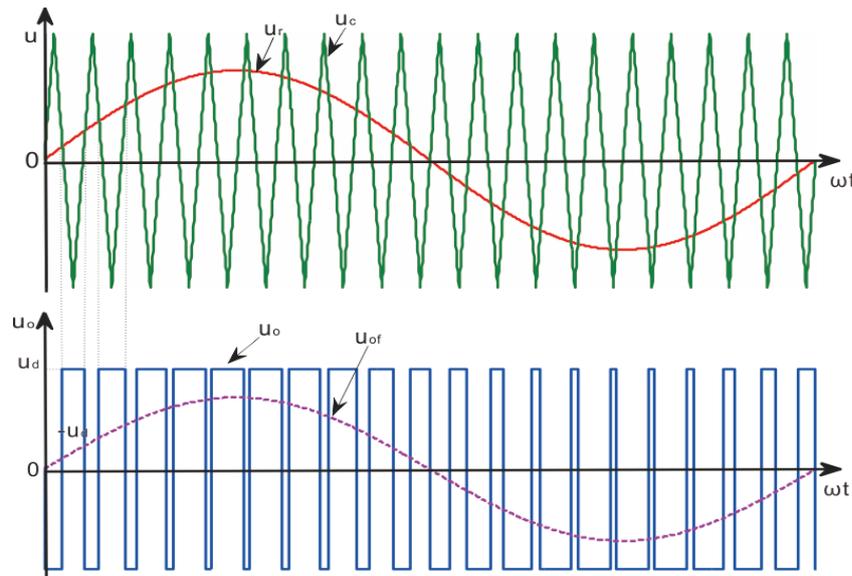


图 3.10 双极性 SPWM 控制的波形图

图中 u_c 为载波信号， u_r 为调制信号， u_o 和 u_{of} 分别为 SPWM 输出电压和其基波分量。

还有一种是单极倍频 SPWM 调制，在双极性 SPWM 基础上，将调制波和调制波的反相波同时与三角载波进行交截，得到功率器件的开关信号。该调制方法的谐波频率，是双极性 SPWM 的两倍，所以采用单极倍频 SPWM 的逆变器后级的滤波器参数更好设计，或者说滤波效果更容易在实际工程中实现，节约空间与成本。因此，采用单极倍频 SPWM 作为调制方法，具有明显的优越性。

3.4 滤波器参数设计

3.4.1 交流侧滤波器设计

由于单相桥式逆变器使用了 SPMW 调制方式，所出输出电压含有较多的谐波成分。为了得到纯净的正弦波电压，滤除不必要的高次谐波，逆变器后级还需采用 LC 低通滤波电路。

LC 低通滤波器是一种无源低通滤波器，因为其结构简单、能有效滤除高次谐

波而被广泛地应用于各个领域。简单来讲 LC 滤波器的原理是利用电感和电容产生谐振，对截止频率（Cutoff Frequency）之后的谐波进行抑制或者消耗，从而达到滤除高次谐波的作用。LC 低通滤波器部分在复频域下可用下图表示。

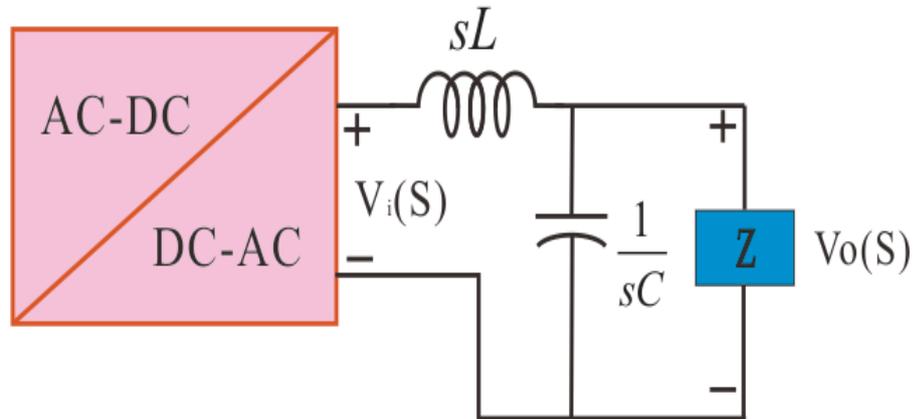


图 3.11 交流侧滤波器（复频域）

其中，该电容在 EMI 领域又可理解为差模电容，是跨接在电源线去线与回线之间，用以抑制骚扰和谐波的电容。它的工作原理主要是为高频谐波电流提供一个低阻抗路径，减少它在电源线上的环流，从而减小电源线的辐射能量。同时，差模电容 C 在滤波器电路中有一定的稳压作用。

根据上图，LC 的传递函数可以表示为：

$$G(S) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC} // Z}{\frac{1}{sC} // Z + sL} = \frac{Z}{ZLCs^2 + sL + Z} \quad (3-4)$$

式中 $U_i(s)$ 为滤波器输入电压， $U_o(s)$ 为滤波器输出电压， sL 、 $1/sC$ 、 Z 分别为复频域下的滤波电感、滤波电容和负载的阻抗， s 是拉普拉斯算子。

可将传递函数改写为典型二阶系统的闭环传递函数如下

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-5)$$

式中阻尼比 $\xi = \frac{1}{2Z} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ，自然震荡频率 $\omega_n = 2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。

对于 PWM 逆变电路而言，为了获得标准的正弦波，最好将截止频率设置为高于交流电工作频率，而远小于开关频率。但考虑到过低的截止频率会导致滤波电容值和电感值过大，从而使滤波电容的体积过大。处于综合考虑，一般将截止频率经验值定于开关频率的 0.05 倍—0.1 倍。

根据 IGBT 的驱动板实际情况，可设逆变电路的开关频率为 10kHz，所需要的

输出正弦波基波为 50Hz，则可以取 $f_c = 700\text{Hz}$, $\omega_n = 4398.3\text{rad/s}$ 。

进一步分析，非线性负载之所以会引起输出电压波形的畸变，是因为它是一种谐波源，所产生的谐波电流在后级的输出阻抗上产生谐波压降，引起电压畸变。由此可见，逆变电路的输出阻抗越小，逆变电源的畸变越小。在开环时，逆变电源的输出阻抗就是 LC 滤波器的输出阻抗，根据滤波器输出阻抗公式

$$Z = j\omega L // \frac{1}{j\omega C} = \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3-6)$$

可知在电感 L 与电容 C 的乘积恒定时，即截止频率 f_c 一定时，电感值 L 越小，则输出阻抗值越小，逆变后级的稳定性就更好。同样，当逆变电源采用电容电流及电压瞬时值反馈控制方案时，可以得到和开环时相同的结论。电感 L 越小，逆变电源的输出阻抗越小，逆变电源对非线性负载的适应性越好。因此本文选用常见的电感值为 3mH 的电感。则利用公式 (3-2)，可以得到电容 C 的计算值：

$$C = \frac{1}{\omega_n^2 L} = 17.23\mu\text{F} \quad (3-7)$$

为了滤除的交流分量，所以选用薄膜电容；根据查询，可以根据计算结果选用 EPCOS 公司的 B32352 系列 $20\mu\text{F}$, 450V_{AC} 薄膜电容。

将所得的滤波电容和滤波电感值带入传递函数，可得该 LC 低通滤波器的频率特性图如图 3.12 所示。

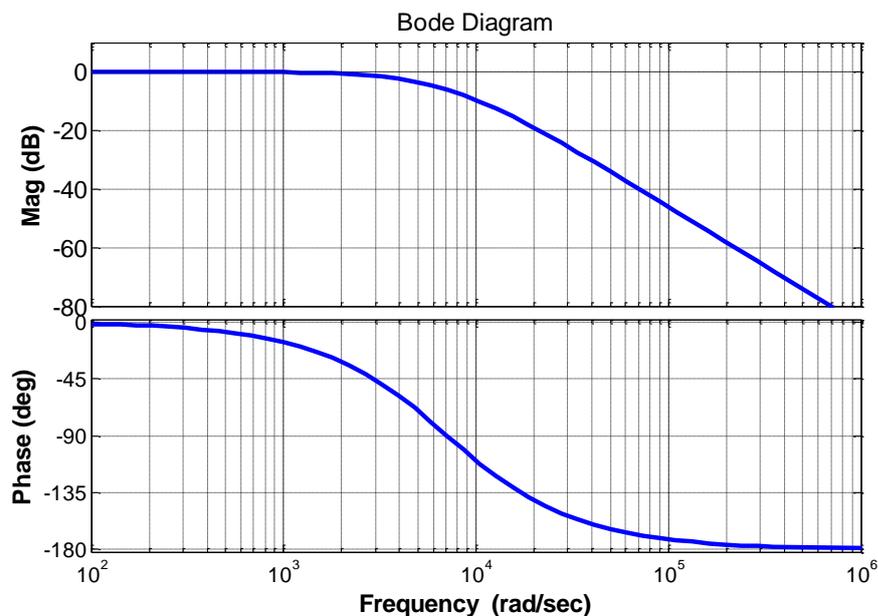


图 3.12 交流滤波器频率特性图

从上图中，可以看出 314rad/s 的信号，即工频 50Hz 基波，能够无衰减的通过滤波器；而对于开关产生的高频谐波分量，在 1000Hz 以外得到了很好的抑制。另

外, 该伯德图表现的是临界阻尼的情况, 若负载发生变化, 可能会出现过阻尼 ($\xi > 1$) 或者欠阻尼 ($0 < \xi < 1$) 的情况。

本文的主要目的是研究数码发电机在闭环控制时性能变化, 因此在设计滤波器参数时, 暂时不考虑整个电路的空载损耗与所设计 LC 滤波器参数的关系。同时, 由于主要滤除 10kHz 左右附近的谐波, 而该频率段在电磁兼容 (EMC) 领域还不能称之为高频干扰, 因此 LC 滤波器的设计也不需要考虑寄生参数 (Parasitic Parameters) 的影响。

3.4.2 直流侧滤波器设计

在数码发电机的三相二极管整流桥后级直流侧, 可以加入较大的滤波电容进行起到稳压的作用。但是在该处引入较大电容会使电流产生一定程度的畸变, 影响直流侧的稳定性。大量的文献和实践证明安置 LC 低通滤波器是一种简单有效的解决方法, 能够很好地抑制谐波和浪涌电流^[33-36]。

在数码发电机的直流侧滤波器的设计方面, 负载扰动和电容、电感的取值, 都会对滤波器的静态和动态特性和滤波性能带来很大影响, 其多目标和多约束条件下的优化过程, 往往既无解析解又难觅得有价值的数值解, 最优解完全可能不止一两个。因此可以考虑建立可视化数据场, 由此可判断因变量和自变量之间的关系, 使工程设计人员能够更容易把握设计参数的变化规律, 找到较好的优化方案。

通过第 3 章第 2 节的讨论, 可知整流电路之后的直流侧电压输出有

$$v = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(1 - \sum_{n=6k}^{+\infty} \frac{2}{n^2 - 1} \cos(n\omega_s t) \right) \quad (3-8)$$

其中 $k=1, 2, \dots$, ω_s 是基波角频率, 该发电机的极对数 p 是 7, 但是由于转速是变化的, 因此从发电机发出三相电压的频率是变化的, 经过整流后的直流谐波频率范围也是变化的。可设稳定时转速 n 为 4500RPM, 通过 $n = 60f / p$ 可以计算出基波为 525Hz, $\omega_s = 2\pi \times 525 \text{rad} / \text{s}$, 那么滤波器需要针对 3150Hz 进行参数设计。

① 约束条件

首先, 通过优化的约束条件来缩小参数设计范围。考虑到市面上产品的通常规格, 用于 2kW 功率级的整流器滤波电容值一般为 $10\mu\text{F} - 0.01\text{F}$ 之间, 而电感值通常为 $0.1\text{mH} - 50\text{mH}$ 之间, R 一般不会太大, 否则电流过小无法使数码发电机的逆变器工作, 设 $R < 120\Omega$ 。负载跟电路的稳态情况有关, 若整流器输出功率为 2kW, 输出的直流电压 E 范围为 $1.35 \sim 1.41u_{line-rms}$ 之间变化, 根据实测发电机的输出有效

线电压在 280V 左右,可以推算承受的直流电压大概为 390V。若允许短时过载 20% 则考虑稳态负载波动, 则有

$$\frac{E^2}{(1+20\%)P} \leq R < \infty \quad (3-9)$$

综上, 取值范围 $10\mu F \leq C \leq 0.01F, 0.1mH \leq L \leq 10mH, 63\Omega \leq R \leq 120\Omega$ 。

第二个约束条件是考虑 LC 滤波器构成的二阶系统稳定性, 该系统只能在欠阻尼时才能稳定下来, 则有表达式

$$0 < \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} < 1 \quad (3-10)$$

其中阻尼比会在后面章节详细推导, 这里就不再赘述。结合第一个约束条件, 参数取值范围 $10\mu F \leq C \leq 0.01F, 0.1mH \leq L \leq 10mH, 63\Omega \leq R \leq 120\Omega, L/RC < 4$ 。

② 优化目标 1: 谐波衰减比 k

根据 Fourier 级数和叠加原理, 可将整流电路的输出电压谐波部分, 作为谐波源 v_{hi} , 放在等效电路中, 如图 3.13 所示。

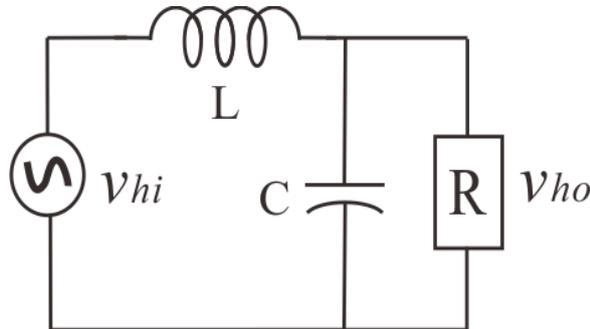


图 3.13 谐波源波形

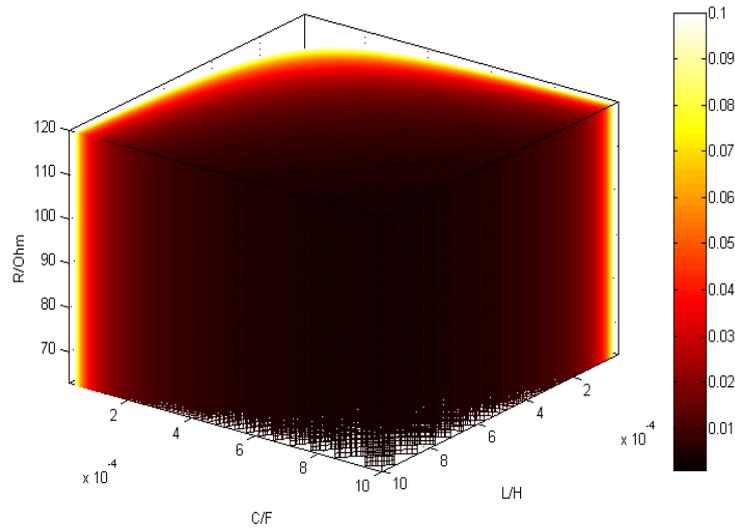
输出端的 v_{ho} 为谐波输出电压。通过上图可以求出该滤波器的传递函数:

$$G(j\omega) = \frac{U_{ho}(j\omega)}{U_{hi}(j\omega)} = \frac{R}{(R - RLC\omega_h^2) - j\omega_h L} \quad (3-11)$$

该滤波器为了保留整流输出的纹波小, 一般取谐波衰减比 $0 < k < 0.1$ 。根据电压谐波衰减比的定义, 可知

$$k = |v_{ho} / v_{hi}| = \frac{R}{\sqrt{(R - RLC\omega_h^2)^2 + (\omega_h L)^2}} \quad (3-12)$$

基于之前的讨论, 可以对优化目标 $k = f(R, L, C)$ 进行可视化处理, 在 MATLAB 中做出立体数据场, 将 R、L、C 分别作为数据场边, 将目标 k 作为第四维数据, 通过对 3D 色图的切片来观察。经过处理后的可视化数据场如图 3.14 所示:

图 3.14 以谐波衰减比 k 为目标的立体数据场

该图中去除了电压谐波抑制比 k 大于 0.1 的部分，而且越偏深红色的部分，代表对指定频率抑制效果越好的 L 、 C 组合越偏深红色的部分，通过分析可以继续缩小电容 C 的范围，导致稳态负载波动约束条件 $L/RC < 4$ 恒满足，此时取值范围 $100\mu F \leq C \leq 0.01F, 0.1mH \leq L \leq 10mH, 63\Omega \leq R \leq 120\Omega$ 。

③ 优化目标 2：滤波器总体积 v

LC 滤波器有磁芯电感和电解电容组成，可以暂且认为滤波器的总体积为两者之和。因此对于滤波器的总体积优化，可以视为对电感体积和电容体积之和的优化。

环形电感主要由磁环和线圈构成：在特定磁导率的磁环上缠绕一定匝数的线圈，可以得到一定电感值。但是究其本质，电感大小的主要其储存磁能的能力有关，所以可以从磁环的材料和电感电流入手来讨论电感体积。

对于 n 次高频谐波，电容的阻抗远远小于负载阻抗 R ，因此可以认为整个 RLC 电路对于 n 次谐波的阻抗仅与 LC 取值有关，即 $Z_n \approx jn\omega_s L - 1/(jn\omega_s C)$ 。结合前文的电压表达式，若忽略 12 次与 12 次以上的谐波含量，那么整流输出电流可近似表示为直流分量与 6 次谐波分量的和，则

$$i_o \approx \frac{V_d}{R} + \frac{2}{6^2 - 1} \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{V_m \cos(6\omega_s t)}{Z_6} = V_m \left(\frac{1.65}{R} - j0.095 \frac{\cos(6\omega_s t)}{6\omega_s L - 1/(6\omega_s C)} \right) \quad (3-13)$$

由上式可知，在某时刻可以达到电感电流的峰值，其峰值为：

$$I_{peak} = V_m \left(\frac{1.65}{R} + \frac{0.095}{6\omega_s L - 1/(6\omega_s C)} \right) \quad (3-14)$$

通过如下电感储能和磁芯储能的平衡公式

$$\frac{1}{2}LI_{peak}^2 = \frac{1}{2}H_m B_m V_L = \frac{B_m^2}{2\mu}V_L \quad (3-15)$$

式中 L 和 V_L 分别是电感取值与体积， H_m 是最大磁场强度 (A/m)， B_m 是最大磁通密度 (T)， μ 是磁导率。

在选择磁芯时该考虑直流偏置影响的磁芯饱和，因为在直流侧使用该磁芯电感。当直流电流分量通过电感时，会有直流偏置使磁芯的磁链饱和，导致电感值将显示下降，甚至其工作特性也不再表现为电感。所以在考虑磁饱和问题，拟使用弱磁材料坡莫合金 (MPP) 作为磁芯材料，该材料最大的优点是在高直流磁化后或高直流偏置条件下也可保持电感稳定性。查阅美磁公司 (Magnetics) 的数据手册^[37]，其对应的相对磁导率 $\mu_r = 60$ ，则磁导率 $\mu = \mu_0 \mu_r = 7.54 \times 10^{-5} H/m$ ，最大磁通密度 $B_m = 0.9T$ 。

由上可以推导出电感器体积的估算公式

$$V_L = \frac{\mu}{B_m^2} LI_{peak}^2 \quad (3-16)$$

带入 I_{peak} 表达式，电感取值 $L(m)$ 与体积 $V_L(cm^3)$ 的关系则有

$$V_L = 1.489 \times 10^7 L \left(\frac{1.65}{R} + \frac{0.095}{6\omega_s L - 1/(6\omega_s C)} \right)^2 \quad (3-17)$$

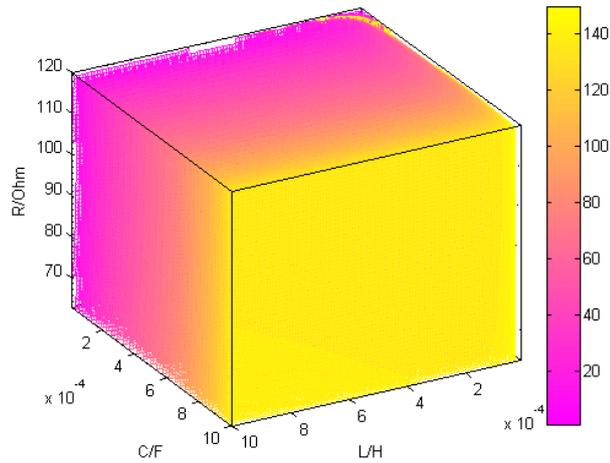
至于铝电解电容，其体积并无法像电感那么有理可循，其体积与做工、材料、电压电流承受能力等多个因素相关。但是为了估算电容值与体积的关系，可以通过查找承受 450V 左右相关产品，通过数据拟合得到大致的电容体积 $V_C(cm^3)$ 与电容值 $C(F)$ 之间的数值关系如下：

$$V_C(cm^3) = 1.704 \times 10^{11} C^3 - 2.234 \times 10^8 C^2 + 1.883 \times 10^5 C + 1.64 \quad (3-18)$$

综合上述，可以将三相不可控整流后级的直流侧 LC 滤波器体积用 $R(\Omega)$ ， $L(H)$ ， $C(F)$ 表达为：

$$V(cm^3) = V_L + V_C = 1.489 \times 10^7 L \left(\frac{1.65}{R} + \frac{0.095}{6\omega_s L - 1/(6\omega_s C)} \right)^2 + 1.704 \times 10^{11} C^3 - 2.234 \times 10^8 C^2 + 1.883 \times 10^5 C + 1.64 \quad (3-19)$$

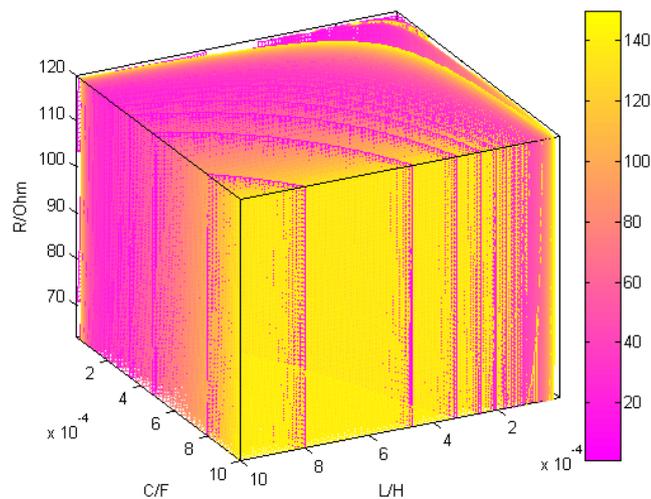
基于之前的讨论，可以对优化目标 $V = f(R, L, C)$ 进行可视化处理，在 MATLAB 中做出立体数据场，将 R 、 L 、 C 分别作为数据场边，将目标 V 作为第四维数据，通过对 3D 色图的切片来观察（程序见附录.程序 2）。经过处理后的可视化数据场如图 3.15 所示：

图 3.15 以总体积 V 为目标的立体数据场

该图中显示了滤波器体积在 $1 \sim 150 \text{cm}^3$ 的部分，而且偏深红色的部分代表对滤波器体积越小。另外，从图中可以看出此时电容取值对体积影响较大，而电感在这个数量级对整体的体积影响不大。通过对上面四维数据场放大局部来分析，将取值范围进一步缩小到 $100 \mu\text{F} \leq C \leq 300 \mu\text{F}$, $0.1 \text{mH} \leq L \leq 1 \text{mH}$, $63 \Omega \leq R \leq 120 \Omega$ 。

④ 优化集群

为了将以上两个优化目标展现在同一个 3-D 色图上，需要先将 $k \in (0.001, 0.1)$ 变换到与 V 同一区分度上 (1-150)，对 $k(R, L, C) \cap V(R, L, C)$ 交集补充上颜色，减少切片数量，可以更好观察同时满足优化目标的集群中自变量的空间分布。本设计的优化集群分布如下图所示：

图 3.16 对于 $k(R, L, C) \cap V(R, L, C)$ 优化集群分布

该图中显示满足两个优化目标的分布情况，图中左边呈偏深红色的圆弧形部分代表滤波器参数能够更好的满足要求。这时能够容易找到可行域。在可行域范围内，发现电容取值对体积影响较大，而电感此时对整体的体积影响不大。所以从体积方面考虑，在可行域内应当让电容取偏小一点，电感值取得偏大点。综合考虑，可以取 $L=0.6mH$ ，可使用铁心电感，取 $C=150\mu F$ ，使用松下公司（Panasonic）的 $150\mu F, 450Vdc$ 铝电解电容。

使用建立可视化数据场，可以直观分析多目标和多约束条件下的优化过程，可判断因变量和自变量之间的关系，使工程设计人员能够更容易把握设计参数的变化规律，找到较好的优化方案。

3.5 本章小结

通过以上讨论，本章完成了以下内容：

- ① 选择了合适的数码发电机的电路拓扑结构作为理论研究对象。
- ② 分别介绍了三相不可控桥式整流电路和单相逆变电路的基本原理，同时完成了 IGBT 的基本选型。
- ③ 分别讨论了交流侧和直流侧的滤波器参数优化设计过程，对于直流侧的滤波参数进行了可视化分析，最终得到优化方案，并完成电容选型。

通过上述的各部分选择与设计，最终的数码发电机结构方案如图 3.17 所示：

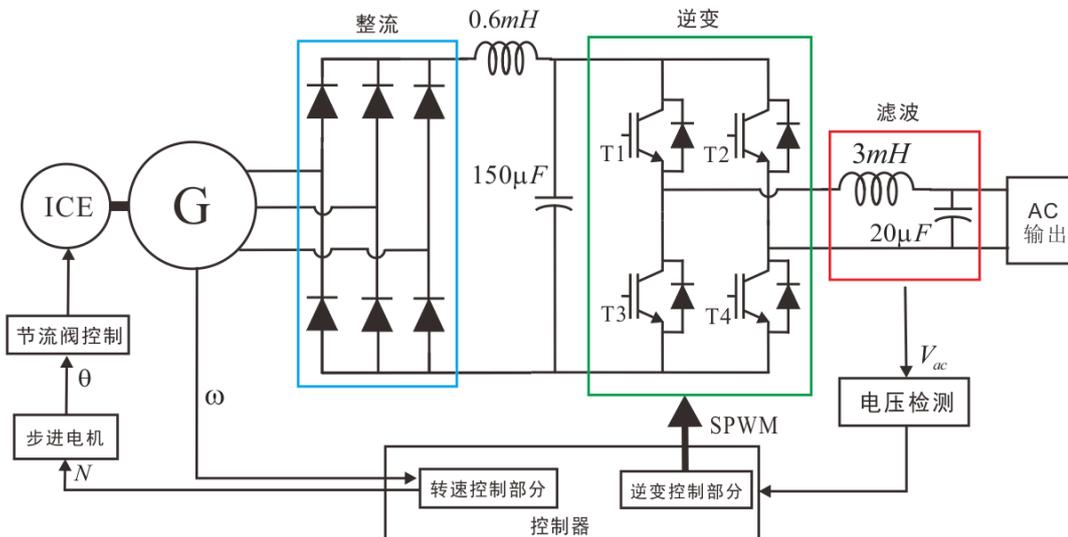


图 3.17 数码发电机的结构方案

4 数码发电机控制策略与系统仿真

4.1 逆变器控制策略

4.1.1 PID 控制简述

在控制系统中，PID 控制由于其算法简单、鲁棒性好和可靠性高，被广泛应用于过程控制和运动控制中。工业控制的控制器中 PID 各类改进型控制器占有 90% 以上^[38-39]。PID 的具体含义为同时包含了比例（P）、积分（I）、微分（D）三种基本校正规律的复合控制方法，其通用的原理框图如图 4.1 所示。

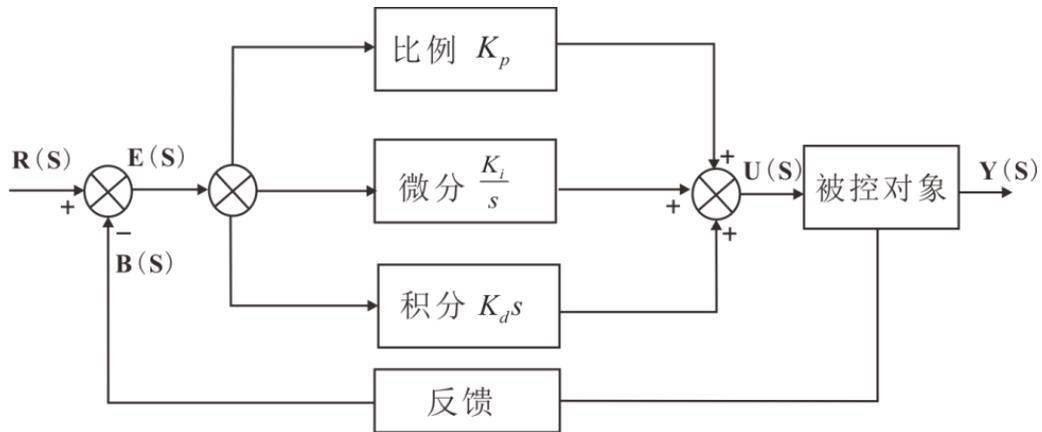


图 4.1 模拟 PID 控制系统原理框图

PID 控制器根据给定值 $R(t)$ 与实际输出值反馈 $B(t)$ 构成控制偏差 $e(t)$ 作为输入量，该输入量与输出量之间的运动方程为式（4-2）：

$$e(t) = R(t) - B(t) \quad (4-1)$$

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T} \int_0^t e(t) dt + \frac{T_D de(t)}{dt}] \quad (4-2)$$

控制器的传递函数的形式为：

$$G(S) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s) \quad (4-3)$$

式中， K_p, T_i, T_D 分别是比例系数，积分时间常数与微分时间常数。

比例环节用来成比例地反映控制系统的偏差信号 $e(t)$ ，一旦产生偏差，P 控制器立即产生抑制作用，以减少偏差，但不能消除误差。积分环节主要用于消除静态误差，提高系统的稳态精度。微分环节主要反映偏差信号的变化趋势（即变化速率），在系统中引入一个有效的早期信号作为预见性的修正处理来防止偏差变大，加快了系统的动作速度，减少系统调节时间。

在工业应用中，往往需要根据具体产品的需求，对 PID 的各环节做不同组合，只使用比例积分 PI，比例微分 PD 或者纯比例环节 P。通常，某些工程产品会省去微分环节，因为加入微分环节后，复杂系统的 PID 参数将难以整定，将可能不能达到预期的控制效果，甚至导致系统无法稳定。

4.1.2 逆变器 PI-P 双闭环控制策略

早期 PWM 逆变器多以输出电压有效值作为控制闭环，来控制逆变器的输出达到指定要求。但是使用这种方法大多只能保证有效值达到需求，却往往不能是波形质量得到保证，特别是在非线性负载时的输出电压波形谐波成分多，畸变严重，总畸变率高。同时，使用这种方法，往往使负载突增或者突减时的动态性能变差，需要长时间才能恢复至正常值。而输出波形质量和动态性能对于高性能数码发电机非常重要，所以需要找到更好的逆变器控制策略。

近年来，一种基于 PI 控制的双闭环控制策略，广泛地应用在高性能逆变器上^[34,40-41]。该控制方法以电压闭环为外环，电流控制闭环为内环，能够较少输出电压谐波成分，加快数码发电机系统动态响应，同时能够加强非线性负载突变的适应力。

首先对数码发电机系统中的单相 SPWM 逆变器建立电路模型和数学模型。图为单相电压型 SPWM 逆变器的主电路结构示意图 4.2。图中 L 是滤波电感， C 是滤波电容，他们共同构成 LC 低通滤波器，能够滤除输出电压的谐波成分，保留所需要的正弦波。小电阻 r 是阻尼电阻，实际意义为考虑线路分布参数，死区效应以及电感 L 的寄生等效串联电阻 ESR 等各种因素下的综合阻尼量。

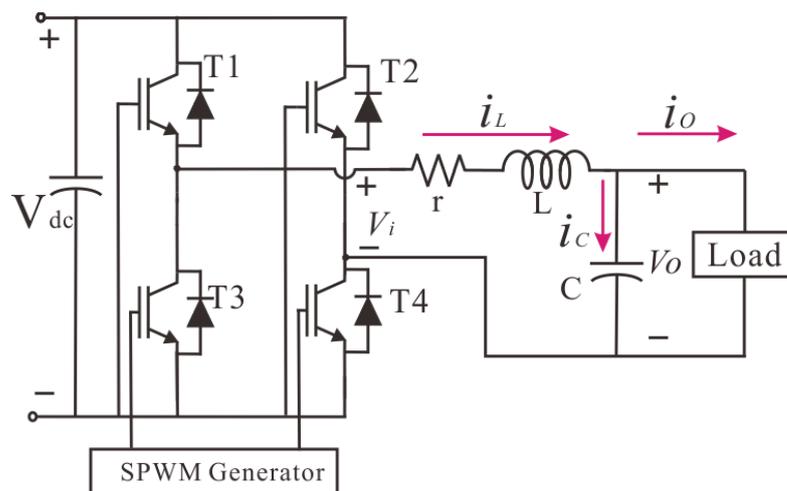


图 4.2 带 LC 滤波的单相电压型逆变器

对于上图中的单相 SPWM 逆变器，可以选取滤波电感 L 和滤波电容 C 做为系统的状态变量，来描述网络在任意瞬时的状态。根据基尔霍夫电流定理 KCL 和基

尔霍夫电压定理 KVL, 可利用线性一阶常数方程建立该网络系统的数学模型:

$$\begin{cases} C \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \\ L \frac{di_L}{dt} + V_o + i_L r = V_i \end{cases} \quad (4-4)$$

经过移项整理后, 可以得到:

$$\begin{cases} \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{C} i_o \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_i - \frac{1}{L} V_o - \frac{r}{L} i_L \end{cases} \quad (4-5)$$

这样, 可以认为该单相 SPWM 逆变器是一个双激励函数输入(V_i 、 i_o)、单输出(V_o)的二阶系统。这样, 该网络系统状态方程和输出方程分别为

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_o \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V_i + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} i_o \quad (4-6)$$

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} V_o \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

基于以上系统方程, 下面构建双闭环控制系统。所谓“双环控制”, 主要是指内环控制电流, 外环控制电压, 从而改善系统动态特性的一种运动控制策略。具体控制策略的框图呈现在图 4.3。

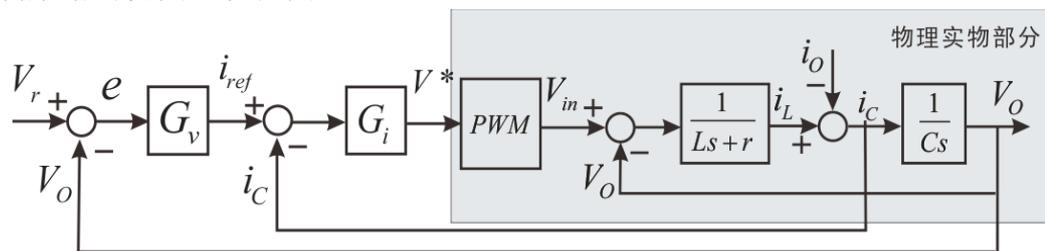


图 4.3 PI-P 双闭环控制框图

基于此框图, PI 控制的双闭环控制策略可以描述如下: 给定电压基准信号 V_r 和电压输出反馈电压 V_o 比较, 形成瞬时误差信号 e , 经过电压调节器后, 作为电流给定基准值 i_{ref} 再与电容电流反馈信号 i_c 比较形成瞬时电流误差信号, 然后经过电流调节器产生调整后的控制量。该信号作为载波, 与 PWM 模块内的三角载波交截后产生 SPWM 开关信号控制主电路开关器件, 在 LC 滤波器前端形成 SPWM 调制后的输出电压, 经 LC 低通滤波器后输出正弦电压。之所以选择电容电流 i_c 作为内环反馈, 主要是因为 i_c 能够被瞬间控制, 从而给电压一个提前矫正量, 这样逆变

器将有更好的抗非线性负载扰动的能力。

若考虑框图中的电压调节器使用比例积分 PI 控制规律，而电流调节器使用纯积分 P 控制规律，形成一个 PI-P 双环控制，那么两个控制环节的传递函数如下

$$G_V = K_{1p} + \frac{K_{1i}}{s}, G_i = K_{2p} \quad (4-8)$$

通过框图化简，可以得到该双激励函数输入(V_i 、 i_o)、单输出(V_o)的系统输入输出的关系表达式如下：

$$V_o(S) = \frac{(K_{1p}K_{2p}s + K_{1i}K_{2p})V_r(S) - s(Ls + r)I_o(S)}{LC(s^3 + \frac{r + K_{2p}}{L}s^2 + \frac{K_{1p}K_{2p} + 1}{LC}s + \frac{K_{1i}K_{2p}}{LC})} \quad (4-9)$$

很显然，可以将该控制系统的特征根方程 $D(S)$ 提出如下：

$$D(S) = s^3 + \frac{r + K_{2p}}{L}s^2 + \frac{K_{1p}K_{2p} + 1}{LC}s + \frac{K_{1i}K_{2p}}{LC} \quad (4-10)$$

同时可求出电流内环传递函数、电压外环传递函数以及在电流 i_o 作用下的系统扰动传递函数分别为：

$$G_i(S) = \frac{K_{2p}}{K_{2p} + Ls + r}, G_V(S) = \frac{K_{1p}K_{2p}s + K_{1i}K_{2p}}{D(S)LC}, W(S) = -\frac{(Ls + r)s}{D(S)LC} \quad (4-11)$$

根据自动控制原理，从系统特征的特征根方程 $D(S)$ 可知该闭环系统有 3 个极点，而系统的极点在 S 平面的位置决定了系统的稳定性。若要系统稳定，则这三个极点一定都在 S 平面的左半边，且主导极点基本上决定了该系统的动态性能。于是，对于该系统可以寻找到两个共轭复数根作为主导极点，就可以将它近似当做二阶系统来处理分析。

设该双闭环控制系统的两个共轭主导极点分别为 $s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ ，而剩下的一个普通极点为 $s_3 = -n\xi\omega_n$ ， n 是正整数， n 越大代表该普通极点在负虚轴上离原点越远，对整个系统动态性能影响就小，使得该系统更近似于由主导极点决定的二阶系统，但实际上一般选择 $n = 5 \sim 10$ 。

根据以上分析，我们所期望的系统特征方程为

$$D(S)' = (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + n\xi\omega_n) \quad (4-12)$$

将括号打开，可以得到如下与 (4-10) 式相同的结构，从而让极点匹配，获得 PI-P 控制环节的具体参数。

$$D(S)' = s^3 + (2+n)\xi\omega_n s^2 + (1+2n\xi)\omega_n^2 s + n\xi\omega_n^3 \quad (4-13)$$

若根据上述所有分析，可求该逆变器的 PI-P 双闭环控制环节的 K_{1p} 、 K_{1i} 、 K_{2p} 的代数表达式：

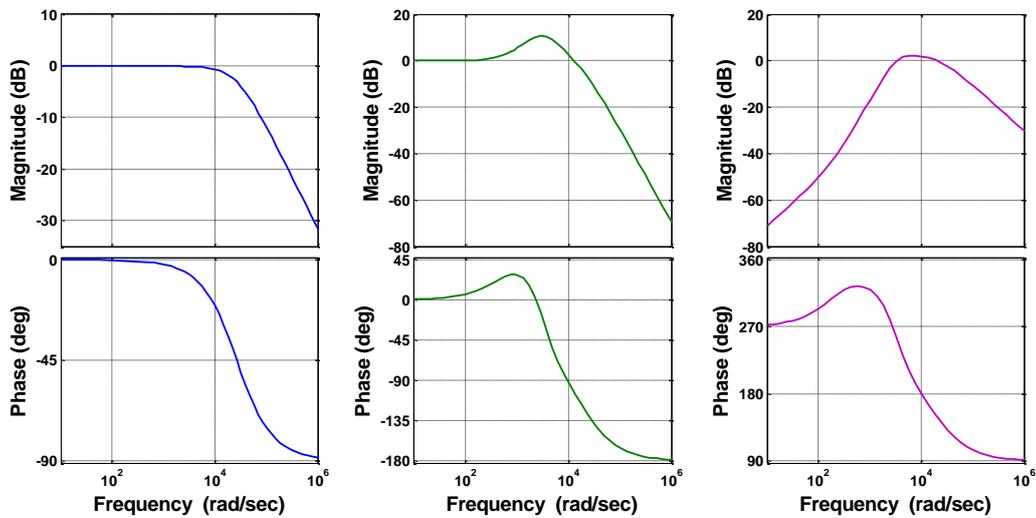


图 4.5 电流内环伯德图（左）、电压外环伯德图（中）、系统扰动伯德图（右）

从伯德图分析三个环节的幅频和相频特性曲线，可知电流内环 G_i 提供了足够相角裕度，提高了系统稳定性；电压外环 G_v 的幅值、相角裕度都较大，同样保证了系统的稳定性；由负载决定的电流作用下的系统扰动 W 频率特性在低频段衰减较大，说明了系统具有较好的抗负载扰动的能力。

为了验证负载突增与突减时的动态性能，在时间 $t = 0.1s$ 时，同时接通理想开关 Switch 1 和理想开关 Switch 2，代表从空载稳定运行的情况突增负载。在 $t = 0.25s$ 秒时，断开开关 Switch 2，仅保留 Load 1，代表负载突减的情况。电路仿真时， $Load\ 1 = Load\ 2 = 60\Omega$ ，即第一次突增负载时接入的是 30Ω 的较大功率纯电阻负载，第二次突减负载时仅接入的是 60Ω 的较小功率纯电阻负载。

下面正式开始仿真。设该 Simulink 仿真时长为 $0.5s$ ，求解器采用的是自动变步长方式，仿真采样时间是 $2e-6s$ 。得到的仿真波形结果如下图 4.6 所示。

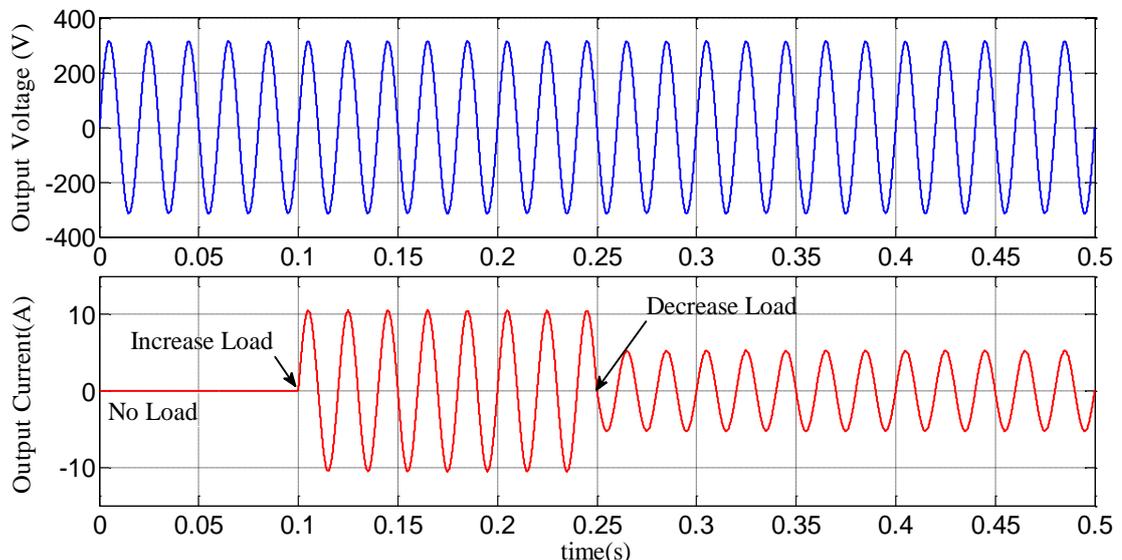


图 4.6 逆变器的仿真波形

从图上可以看到,输出电压波形就基本与给定电压波形很接近。在 $t=0.1\text{s}$ 时,突加 30Ω 的较大功率纯电阻负载,可以看到输出电压波形基本没有振荡。而输出电流立即响应,从空载的 0A 迅速调整上升所预期的电流值大小,并成正弦波输出。在 $t=0.25\text{s}$ 时,负载从 30Ω 突变为 60Ω , 等同于此时负载功率输出减小,可以看到输出电压波形依旧没有振荡,而输出电流同样是立即响应,从大负载 10A 左右迅速调整为幅值为 5.25A 的正弦波电流。频率也是保持不变,维持在 50Hz 。

为了研究输出电压的谐波含量和谐波成分,可以对该 SPWM 单相逆变器的输出电压做 FFT 快速傅里叶变换,将输出电压波形分解为直流分量、基波与一系列谐波的和。谐波含量的丰富度,可以由总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 来衡量。总谐波畸变率的计算公式如下:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \quad (4-15)$$

上式中 H 为最高阶谐波的阶数,一般为一特定值; G_n 为某一谐波分量的有效值; G_1 为基波分量的有效值。

分别对空载和带大功率负载 (1.6) 的输出交流电压进行快速傅里叶变换,得到的 20kHz 以内的频谱分量分别如下图所示。

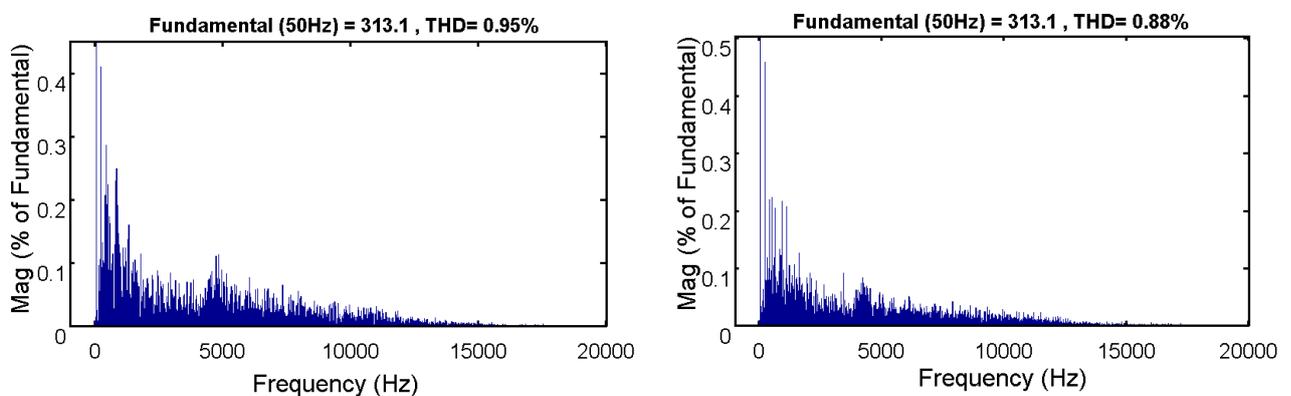


图 4.7 逆变器空载(左)和带载(右)的 THD 分析

由上图 FFT 结果和 THD 的值可知,两种情况的基波分量幅值都稳定在 313.1V ,说明即便是负载变化,基波电压也能保持在一个稳定的数值上,达到了稳压的效果。仿真的输出电压基波幅值与设定的参考电压幅值 $220\sqrt{2}\text{V}$ 仅仅相差 0.63% ,在接受范围以内。总谐波畸变率也都很小,可以满足理论上的设计要求。

仿真结果说明采用 PI-P 双闭环控制的单相 SPWM 逆变器系统可以获得比较好的稳定精度和动态特性,对于变化可以快速响应,抗负载扰动的能力比较强,可以使逆变器达到较高的性能指标。

4.2 转速控制策略

下面研究数码发电机转速的控制方法。控制转速是为了在负载变化时，在一定范围内变化，让直流侧的直流电压 V_{dc} 幅值能够保持稳定，从而保证逆变器的输出交流电压幅值恒定。

在传统的汽、柴油发动机上，通常用手柄连接软轴来控制油门，这种方式控制很不精确，使得发动机油耗大，并且软轴通常为多股钢丝绞索，这极易造成磨损，引起发动机不能正常工作。随着技术的发展，软轴控制油门方式已逐渐被步进电机控制方法所取代。步进电机的主要原理为运动参数通过控制器，变成脉冲信号传给步进电动机，步进电动机产生高精度的角位移从而控制进油量。当需要的负载功率增大时，与发电机相连的转矩会被拉低，此时需要调速信号给步进电机，然后加大油门，这样可以增加转速，提供更多能量；相反，若所需要的负载功率减少，此时需要减少油门，这样可以转速，提供更多能量。

为了控制步进电机，就需要建立内燃机模型和反馈控制机制，以此来控制内燃机和发电机转速的变化。

4.2.1 内燃机模型

下面针对数码发电机的单缸 4 冲程、风冷的汽油内燃机，单独建立用来模拟内燃机动态过程的数学模型。对于整个内燃机，其核心运动控制方程如下：

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_r - T_d - T_{Load} \quad (4-16)$$

其中是 T_r 是输出转矩， T_{Load} 是负载转矩， T_d 是阻尼转矩。另外式中 J 为刚体转动时的转动惯量，其量值取决于物体的形状、质量分布及转轴的位置。可将内燃机和永磁发电机进行近似处理成标准圆柱体，则有转动惯量：

$$J = \frac{mR^2}{2} \quad (4-17)$$

由于内燃机和永磁发电机同轴转动，因此将它们视为一体，质量 m 约为 22 Kg，两台机器的半径 R 约为 0.15m，所以 $J=0.225 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ 。

将（4-16）运动方程稍作修改，即可得到转速表达式如下：

$$\omega = \frac{1}{J} \int (T_r - T_d - T_{Load}) dt \quad (4-18)$$

内燃机的输出转矩 T_r 与节流阀开度角 θ 必然存在一定正相关关系：开度角越大，说明单位时间进油量越大，可以将更多的化学能转为机械能。但是该详细过

程涉及到机械、热动、化学等非电相关领域，为了简化问题，只需要研究输出转矩 T_r 与单位时间的燃油喷射量 $d(\text{mg})$ 数值上的关联。在不考虑最大输出转矩限制的理想情况下，通过参考文献[23,25]，可以得到一个近似处理的输出转矩 T_r 与单位时间的燃油喷射量 d 线性关系式：

$$T_r = m_1 d + m_0 \tag{4-19}$$

同理，可在空载时运行内燃机，记录相关数据，参考文献数据，可拟合得到阻尼转矩 T_d 与转速成二次关系式：

$$T_d = B_2 \omega^2 + B_1 \omega + B_0 \tag{4-20}$$

根据以上表达式，可以建立该内燃机模型，如图 4.8 所示。

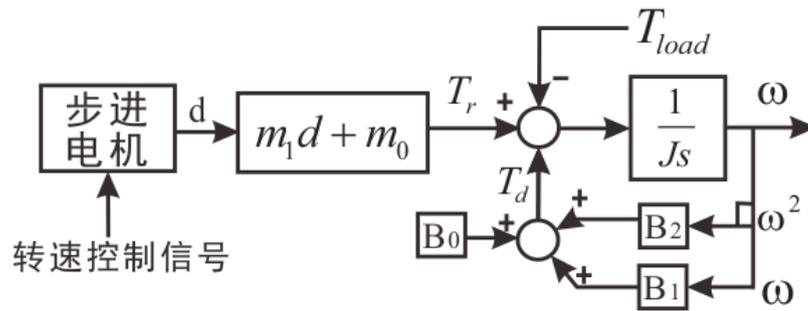


图 4.8 内燃机模型

通过测量估算与查阅相关参数，下面设仿真参数如下表 4-1：

表 4-1

J	m_1	m_0	B_0	B_1	B_2
$0.225 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$	$1.35 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	$0.9 \text{ N} \cdot \text{m}$	1.5	0.0134	2.7×10^{-5}

根据式 (4-16) 可知，在稳定状态时，转速不变，则转速微分 $d\omega/dt = 0$ 。此时输出净转矩与负载转矩静态平衡，有

$$T_{Load} = T_r - T_d = m_1 d + m_0 - (B_2 \omega^2 + B_1 \omega + B_0) \tag{4-21}$$

输出净转矩在进油量和转速变化的过程中，其变化轨迹呈微曲面，如图 4.9。

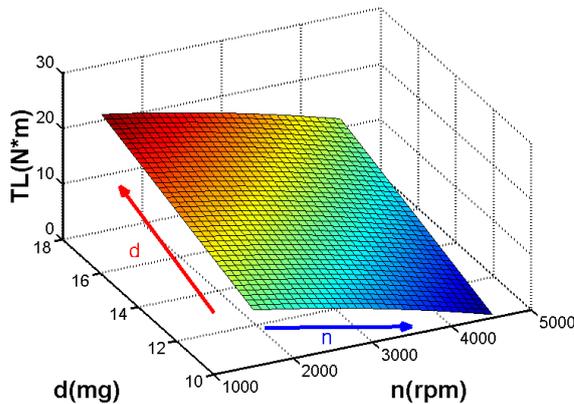


图 4.9 输出净转矩曲面

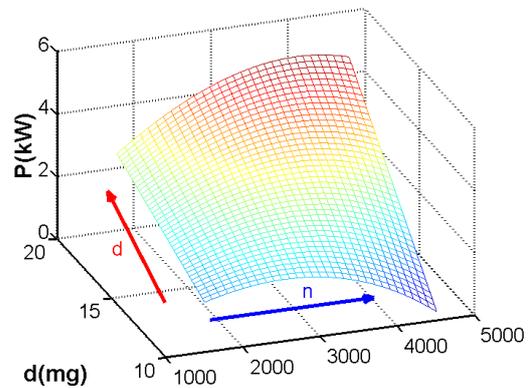


图 4.10 输出功率曲面

图中曲面颜色越红，代表内燃机输出转矩越大；曲面颜色越蓝，代表输出转矩越小。可知内燃机转速增加后，其固有的机械特性决定了内燃机输出转矩会减小，因此可以增加进油量来补偿该变化。

同样，根据功率与转矩和转速的关系式

$$P(W) = T_{Load}(N \cdot m) \cdot \omega(rad / s), P(kW) = \frac{T_L(N \cdot m) \cdot n(rpm)}{9550} \quad (4-22)$$

可以得到稳定运行时输出功率的曲面。输出净转矩在进油量和转速变化的过程中，其变化轨迹呈微曲面（如图 4.10）。曲面网格颜色越红，代表输出输出功率越大；曲面颜色越绿，代表输出功率越小。

进油量 d 与节流阀开度角 θ 成正比，开度角又由步进电机的位置决定，而位置最终由所给的调速信号（正负调速量）决定。因此进油量 d 与调速信号之间可直接使用比例微分调节器。

调速信号最直观的产生方法是可以运行时的瞬时速度与预期的给定参考速度进行对比，得到的差值作为调速信号：若参考速度值跟瞬时速度的差大于零，经调节后送入步进电机，加大油门提高转速；若参考速度值跟瞬时速度的差小于零，说明此时运行速度超速了，应当将为负数的差值经调节后送入步进电机，减少进油量，降低转速。

当然也可以同其他比对方法，比如整流后的直流侧电压与给定参考值比较，或者功率、电流的比较，来产生所需要的调速信号。在系统仿真中会给出两种情况下仿真结果的对比。

为了整体仿真时的简洁明了，可在 MATLAB/Simulink 搭建一个生成 ICE 的子系统（Subsystem），如图 4.11。

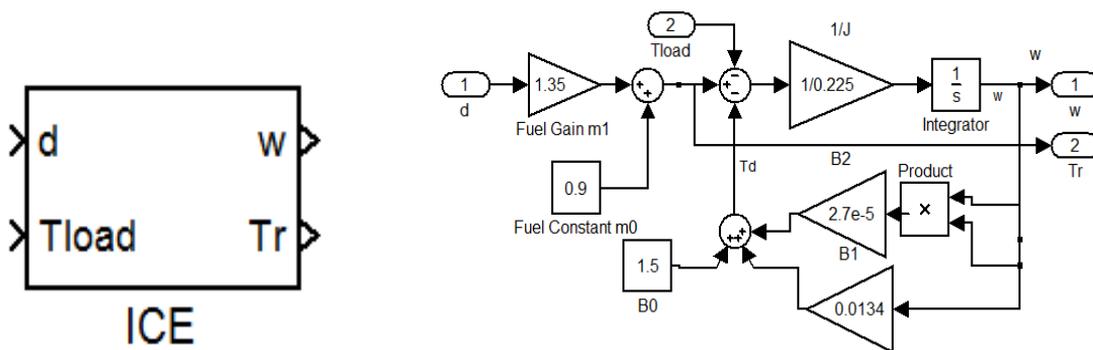


图 4.11 内燃机模型的子系统

4.2.2 内燃机局部仿真

在 MATLAB/Simulink 搭建上文所述的内燃机模型（如图 4.12 所示），作为数码发电机整体系统的部分局部仿真。此处仅反应内燃机模型的模拟情况，跟系统

仿真是无关的，所以调速信号采用通过运行瞬时速度与预期的给定参考速度进行的误差值。

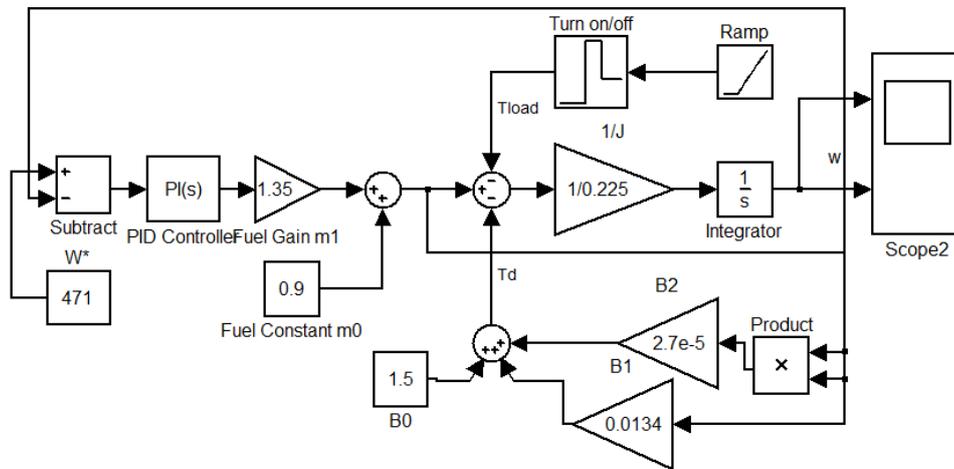


图 4.12 内燃机的局部仿真

负载变化对于内燃机来的作用，就相当于一个负载转矩 T_{Load} 作用在转动轴上。在本节的仿真中，假设在 $t = 3s$ 时刻，由空载运行突加负载 $T_{Load} = 8N \cdot m$ ，并在后面 $t = 6s$ 突减负载 $T_{Load} = 3N \cdot m$ ，即等同于先突增，后突减负载转矩。

通过得到的实际转速构成负反馈系统，与设定转速 4500 rpm (471 rad/s) 进行比较，将它与参考转速做差得到的差值作为调速信号。送入比例微分调节器。因为 PI 调节参数可以通过实际工程试验获得最佳值，此处仅作仿真，可以利用 Simulink 自带工具 PID Tuner 调节出合适的 PI 参数。经调试，可选择 $K_p=2.565$ ， $K_i=25.266$ ，这样可保证该系统的阶跃响应上升时间仅有 0.07s，上升超调率 24%，相位裕度为 60° 。

将转速和输出转矩的仿真波形，放大后如图 4.13 所示。

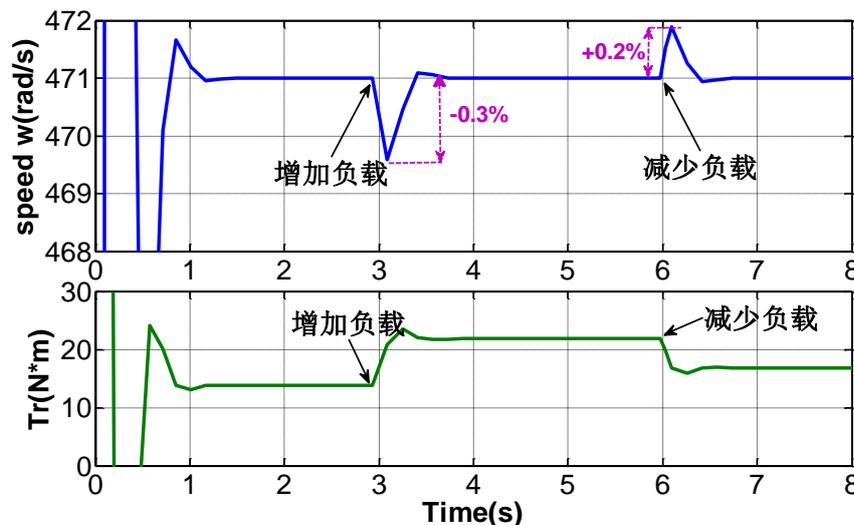


图 4.13 内燃机转速和输出转矩的仿真波形

从仿真结果来看，当负载突增和突减时，转速只是在很小的一个范围内变化

后，会自动返回当初的设定值 4500 rpm（471rad/s）。这是利用转速恒定控制方法的优点，说明有很好的调节速度的作用。输出转矩也是随负载变化而快速稳定变化，内燃机系统稳定性好。说明该控制方法是可行的。

4.3 数码发电机系统仿真

数码发电机系统体积虽小，但是一应俱全，其在 MATLAB/Simulink 中的仿真过程也较为复杂。但是前面的章节，已经将数码发动机的内燃机、逆变器和整流器等部分逐一分析、建模、仿真与调试。现在只需要将它们组合起来，就可以完成数码发电机的系统仿真

本文的系统仿真中，三相整流电路采用二极管不可控整流桥，内燃机使用自己搭建的 ICE 子系统模块，单相 SPWM 逆变器仍然采用前文所描述的 PI-P 双闭环控制策略，内燃机转速控制分别采用前文提到的两种控制方法，即内燃机恒转速控制方法和母线恒压控制方法。

4.3.1 基于恒转速控制的系统仿真

基于燃机恒转速的系统仿真，利用瞬时转速与设定的参考转速进行比对，将所得误差经过 PI 调节器调整为步进电机油门开度的控制信号，从而控制进油量、输出转矩和输出转速（如图 4.14）。图中绿色部分均为逆变器的 PI-P 双闭环控制器，粉红色部分均为转速控制器，借此方便区分。

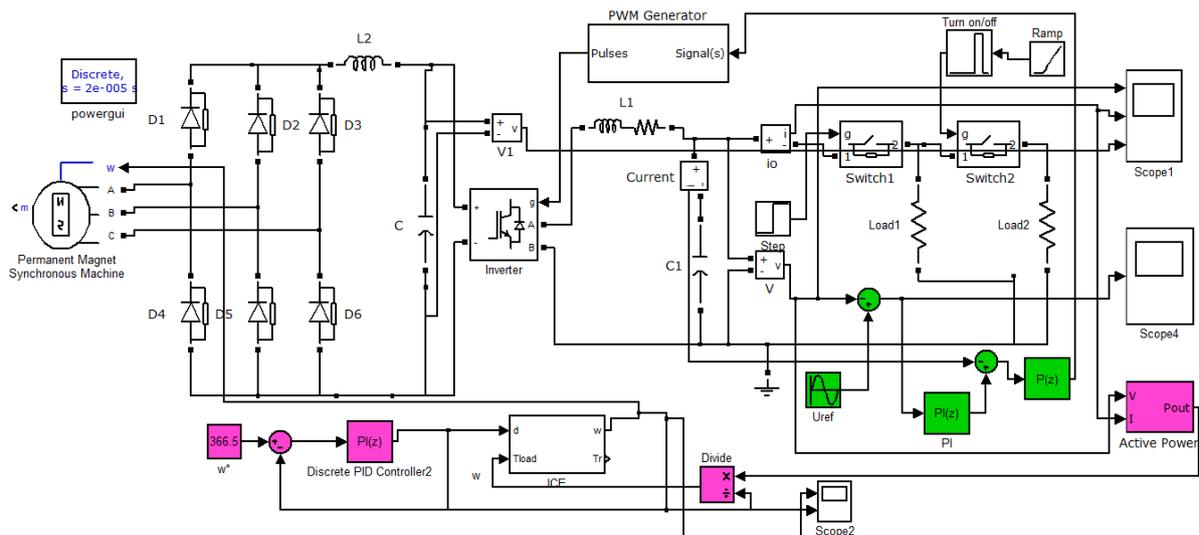


图 4.14 恒转速控制的系统仿真图

为了验证数码发电机对于负载的抗扰性能，包括三个阶段：开始时让数码发

电机仿真系统启动至空载稳定,第二个阶段在某一个时刻 t_1 ,同时接通理想开关 Switch1 和理想开关 Switch 2,代表从空载稳定运行的情况突增负载。第三个阶段是在 t_2 时刻,断开开关 Switch 2,仅保留 Switch1,代表负载突减的情况。电路仿真时, $\text{Load 1}=\text{Load 2}=60\Omega$,即第一次突增负载时接入的是 30Ω 的较大功率纯电阻负载 (1.6kW),第二次突减负载时仅接入的是 60Ω 的较小功率纯电阻负载 (0.8kW)。假设给定转速为 366.5rad/s (3500rpm)。

Simulink 仿真参数如下:时长为 3.4s ,这是为了启动后先让转速达到稳定。求解器采用的是自动变步长方式 (ode45)。离散采样时间是 $2\text{e-}5\text{s}$,其实这个速度在实际离散系统中已经非常快了。系统输出电压,输出电流和直流母线电压的仿真波形结果如图 4.15 所示。

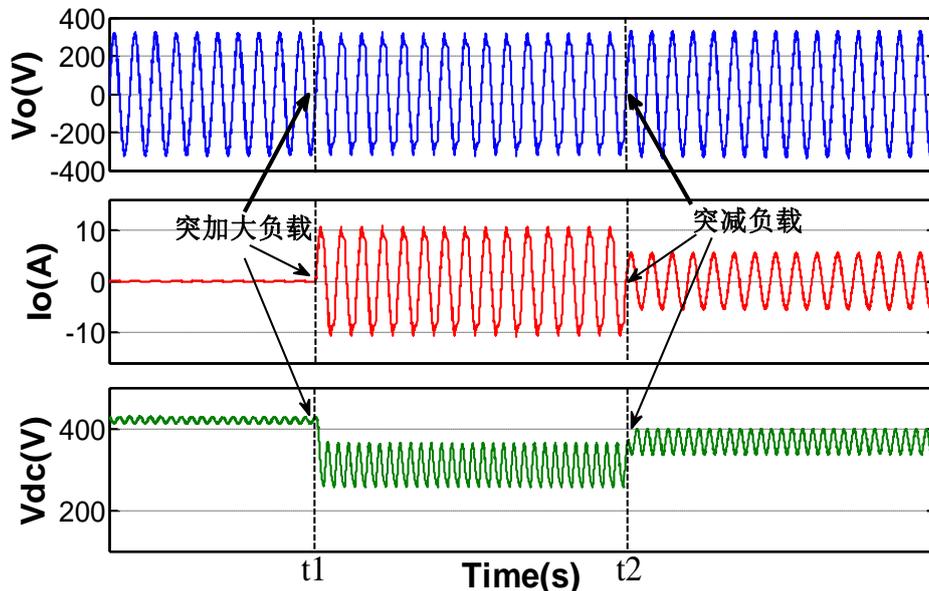


图 4.15 恒转速控制的系统仿真波形结果

发电机启动时带空载,数码发电机转速和输出电压在 2 秒,输出电压幅值和频率基本达到稳定,输出正弦波略有畸变。然后开始进行负载变换:在时间点 t_1 时,突增负载输出功率 1.6kW ,电流迅速响应成为类似正弦电流波,而此时电压并无明显波动与畸变。在时间点 t_2 时,负载突减为 0.8kW ,电流依旧迅速响应,降低幅值,而输出电压还是无明显波动与畸变。

但是直流侧母线电压发生了很大变化。在时间点 t_1 时,突增负载,负载转矩增大,导致了转速被“拖”下来(如图 4.16 所示),同时母线直流电压被“拖”下来,降低了近 120V 。转速下降一段时间后,由于进油指示量增加,可以使转速逐渐恢复到之前给定的转速。但是这种方式对后级电路很可能产生非常大的影响。一旦母线电压瞬间下降到某一阈值时,导致逆变电路不能正常工作,转速持续下降直到数码发电机停止工作。

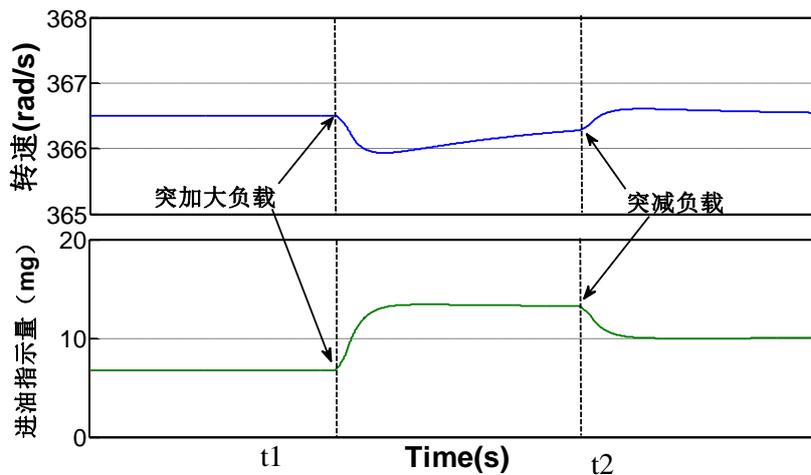


图 4.16 转速与进油指示量的波形

对于数码发电机系统的输出电压，可以进一步验证分析电压谐波成分，可以将输出电压波形进行快速傅立叶变换，分析 20kHz 以内谐波，结果如下：

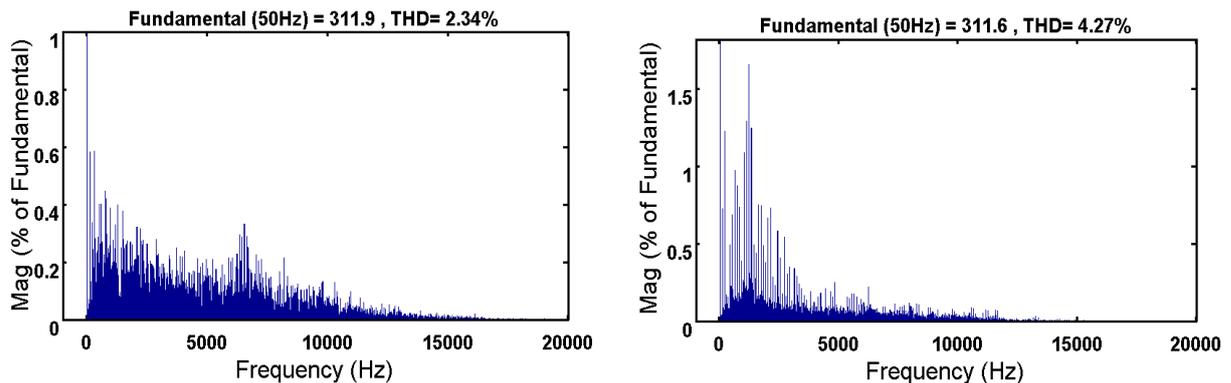


图 4.17 空载（左）和重载（右）输出电压 THD 分析

通过分析谐波成分，算出谐波总畸变率，在空载时输出电压的总谐波畸变率 THD 为 2.34%，谐波含量不算多，畸变程度也不算严重，而带一个 1.6kW 负载时的输出电压波形的总谐波畸变率 THD 为 4.27%，说明输出波形谐波含量较多，畸变程度较大。

4.3.2 基于母线恒压控制的系统仿真

基于母线恒压的数码发电机系统仿真，与基于恒转速的系统仿真最大区别在于它利用瞬时母线直流电压与设定的参考直流电压进行比对，将所得的误差经过 PI 调节器调整为步进电机油门开度的控制信号，从而控制内燃机进油量、输出转矩和输出转速，如图 4.18 所示。

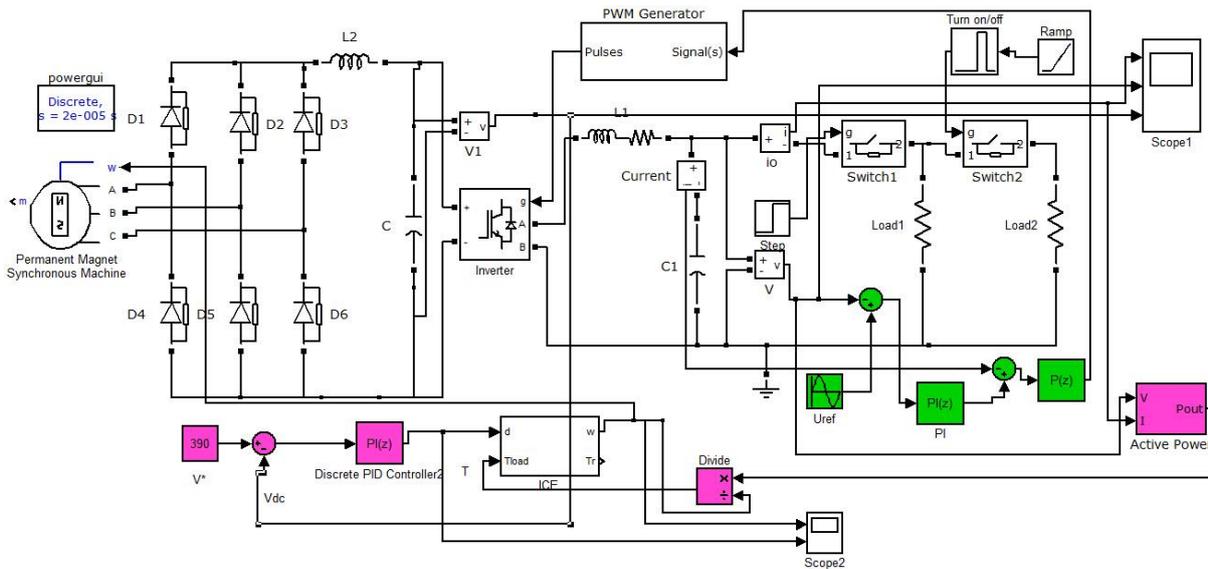


图 4.18 母线恒压控制的系统仿真图

同样是为了验证数码发电机对于负载的抗扰性能，仿真总仿真时间共 1.2 秒，包括三个阶段： $t = 0s$ 开始时让数码发电机仿真系统启动至空载稳定，第二个阶段在时间 $t = 0.6s$ 时，同时接通理想开关 Switch1 和理想开关 Switch 2，代表从空载稳定运行的情况突增负载。第三个阶段是在 $t = 1s$ 秒时，断开开关 Switch 2，仅保留 Switch1,代表负载突减的情况。电路仿真时， $Load\ 1 = Load\ 2 = 60\Omega$ ，即第一次突增负载时接入的是 30Ω 的较大功率纯电阻负载（1.6kW），第二次突减负载时仅接入的是 60Ω 的较小功率纯电阻负载（0.8kW）。假设母线直流电压的参考恒值为 400V。

Simulink 仿真参数如下：求解器采用的是自动变步长方式（ode45），离散采样时间是 $2e-5s$ 。系统输出电压、输出电流与母线的仿真波形结果如图 4.19 所示，

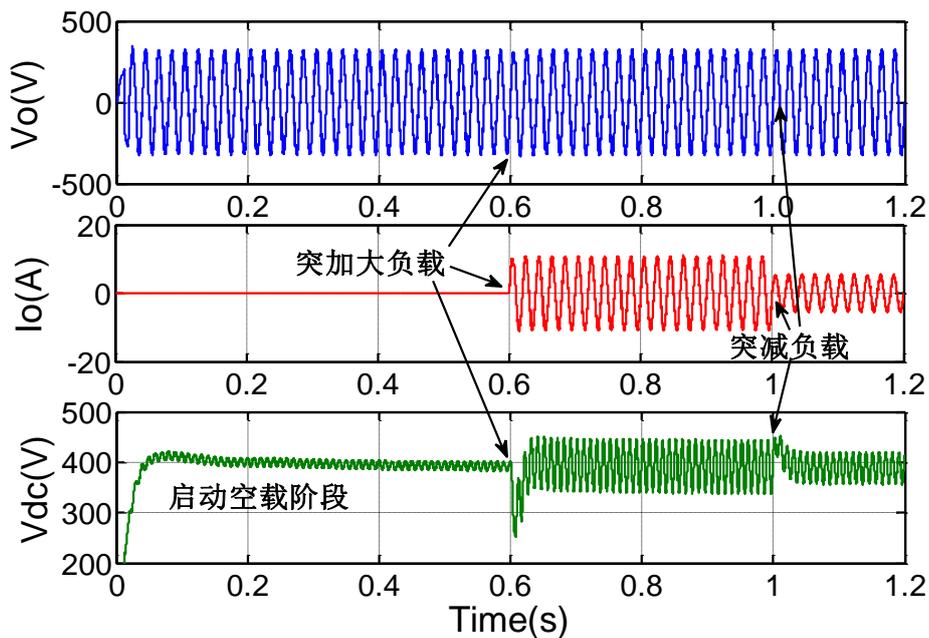


图 4.19 母线恒压控制的系统仿真波形结果

发电机启动时带空载，数码发电机输出电压但仅仅在 0.05 秒之后就稳定了电压和频率，输出完好的正弦波。在时间 $t = 0.6s$ 时，突增负载（1.6kW），电流迅速响应成为正弦电流波，而此时电压并无明显波动与畸变。在 $t = 1.0s$ 时，负载突减，电流依旧迅速响应，降低幅值，而输出电压还是无明显波动与畸变。

在恒母线电压控制的时候，可以发现突增负载时，直流母线电压被立刻拖下来，但是此时进油量也立即补上（图 4.20），导致此时转速上升了 20%，这样可以保证直流母线电压的直流平均值保持原来的 400V 不变，只是直流侧纹波幅值增大。但是这样的好处是直流母线电压不会被“拖垮”下来，导致后级逆变无法正常运行输出所需功率，转速越来越低，最后导致停机。同理，突减负载时，进油指示量减少，可以让母线直流电压的平均值维持不变。

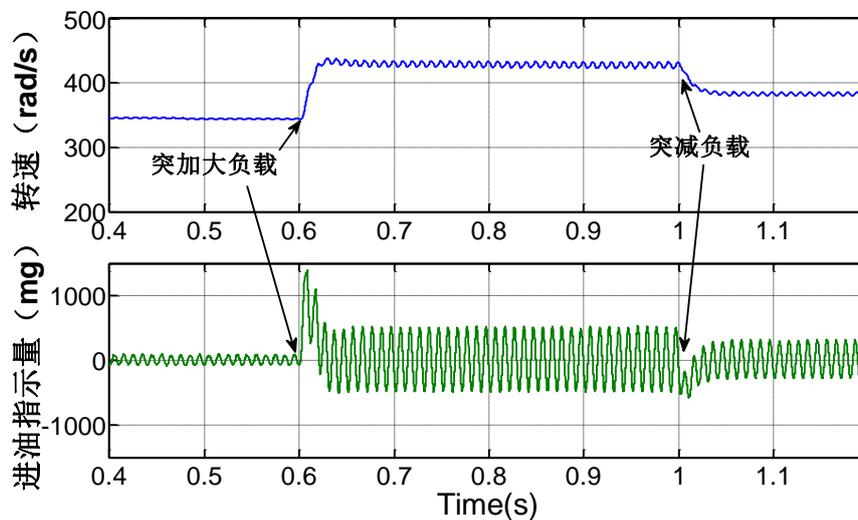


图 4.20 转速与进油指示量的波形

为进一步验证分析电压谐波成分，可以将输出电压波形进行快速傅立叶变换，分析 20kHz 以内的谐波，结果如图所示。

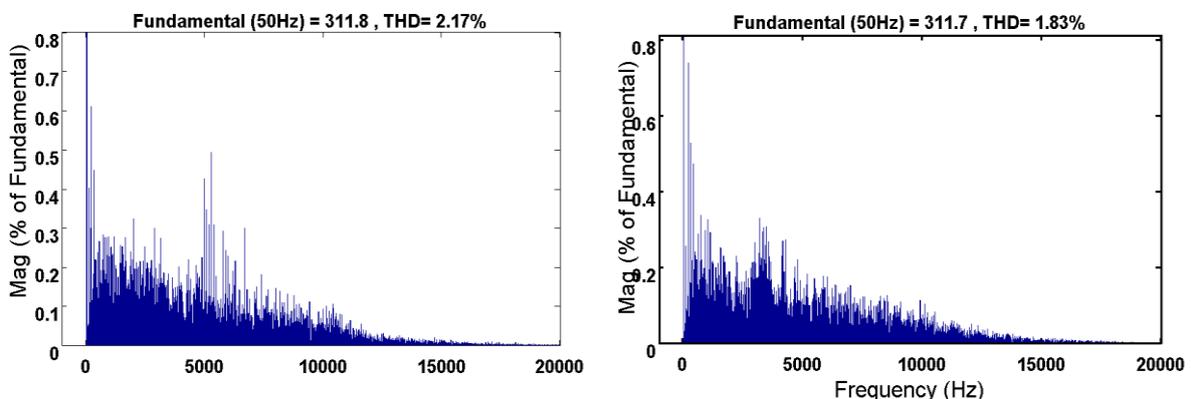


图 4.21 空载（左）和重载（右）输出电压 THD 分析

空载时，数码发电机输出电压谐波总畸变率为 2.17%，而在重载时谐波总畸变率为 1.83%。无论从波形输出情况，谐波含量还是物理实际过程来说，采用母线恒

压控制方式总体情况比采用恒转速控制时的情况要好。因此基于母线恒压控制的数码发电机系统更易采用。

4.4 本章小结

通过以上讨论本章节完了以下内容：

① 提出了单相逆变器的 PI-P 双闭环控制策略，并进行极点配对，得到 PI 环节的整定值，通过 Bode 图验证了系统稳定性，通过 MATLAB 仿真验证了该控制策略对于单相 SPWM 逆变器的有效性。

② 建立了内燃机的数学模型，利用简单闭环控制策略控制节气门的进油量，以此控制内燃机的转速，通过局部仿真验证了模型的实际有效性。

③ 分别对基于恒转速控制的数码发电机系统和基于母线恒压控制的数码发电机系统进行了系统仿真，结合仿真波形讨论和分析了物理过程，最终得出结论：基于母线恒压控制的数码发电机系统更易采用。使用该控制策略可以明显改善数码发电机的动态性能和稳压输出波形质量，使其整体性能得到了提升，初步实现了高性能数码发电机系统的优化设计与控制。

5 总结与展望

数码发电机作为新兴的机电一体化产品，凭借其非凡的性能优势被广泛地作为备用、应急的交流电源使用在各个方面，注定要在新一代可移动电源的舞台上占据重要的一角。鉴于数码发电机的广阔应用前景，无论从工程应用的研究意义，还是从经济价值来看，研究具有国人自主知识产权的高性能的便携式数码发电机都是有重要意义的。

本文对数码发电机系统进行了理论研究，完成的主要工作如下：

(1) 介绍了国内外数码发电机与其相关组件的研究情况、工程发展现状和工作特点，得到结论是数码发电机具有较大的优势与前景。

(2) 研究了数码发电机的结构，并设计了性能测试实验，测量 2kW 开普 IG-2000 数码发电机的运行参数与运行点，并对测试结果进行分析。

(3) 完成了整个数码发电机的电气系统的详细设计，掌握整流电路、单相逆变器和 LC 滤波器的设计过程，尤其是直流侧滤波器的可视化参数设计，实现了给定目标函数的最优化方案，并利用强大仿真软件 MATLAB 进行仿真。

(4) 重点研究了一种基于 PI-P 双闭环控制的逆变器稳压控制技术，同时研究该控制策略的最佳 PI 参数整定方法，以此保证系统的动态性能最佳，输出电压畸变率 THD 降低到更低水平，保证了数码发电机能够输出理想波形。

(5) 研究了转速控制技术，分析调速系统中各参数之间关系，建立内燃机数学模型，构成简单闭环控制策略。该控制根据负载情况控制进油量，既能够保证转速自动调节，也给输出电压幅值造成波动，同时能够高效节油，有利于环保。

(6) 在 Simulink 中分别对基于恒转速控制的数码发电机系统和基于母线恒压控制的数码发电机系统进行了系统仿真，结合仿真波形讨论和分析了物理过程，最终得出结论：基于母线恒压控制的数码发电机系统更易采用。使用本文提出的控制策略可以明显改善数码发电机的输出波形质量，带大负载时 THD 可低至 1.83%，初步实现了高性能数码发电机系统的优化设计与控制。

然而，由于时间和专业水平有限，本文所研究的内容还存在很多不足之处，很多方面还可进行更深层次的研究。下一步可开展的工作有：

(1) 计算数码发电机在不同工作情况下各个环节的损耗，继续优化参数，以实现更加节能的优势。

(2) 利用 DSP 制作数码发电机的控制部分硬件实物，以实现与验证所提出的理论控制策略和参数优化效果。

(3) 研究数码发电机的并联运行技术，实现多机互联。

致 谢

光阴似箭，时间如水，回想当初进入重庆大学电气工程学院的场景，一切恍如昨日。四年的本科生活匆匆接近尾声。四年时光一路走来，我遇到的挑战和挫折很多，但是我尽量从中吸取教训，并通过自己的努力将各种挑战变成一个个机遇。

首先，我要感谢我的本科毕业设计导师陆帅教授。本文的研究工作是在陆老师的悉心指导下完成的。在本科后面两年的学习生活中，陆老师渊博的学术造诣，深厚的学术功底，严谨的治学态度，高昂的工作热情，以及敏锐的工程思想都深深感染和激励着我。在毕业设计完成过程中，陆老师都始终给予我细心的指导和不懈的支持。在此谨向陆帅教授致以衷心的感谢！

其次，我要感谢电工新技术系的汪泉弟教授在第六届国家大学生创新科研项目中对我的认可信任以及精心指导。汪老师所表现出来的博学知识和宽广胸怀都让我受益匪浅，将会深深影响我今后的学习和工作生活。

感谢杜雄教授、李剑教授、沈启平老师以及王涛博士、张煜欣博士、安宗裕博士、郑亚莉博士、彭河蒙博士等实验室师兄师姐对我在学术方面的帮助。此外还要感谢郭金鹏、姚志刚、梁明、姜山、张瑞、陈昭毅、李豪、林翔、刘孙相与、何彦霄、李昌林等同窗好友对我的帮助，让我顺利完成本科生阶段的学习。

非常感谢我的父母和亲友对我整个本科四年学习期间的默默关心和无私支持，他们给了我前进的最大动力！

最后衷心感谢在百忙之中抽空评阅我的论文和参加我的毕业答辩的各位教授和专家！

贾卓

2014年6月2日 于重庆

参考文献

- [1]李欧迅. 数码发电机整流电源的稳压控制技术研究[D]. 重庆: 重庆大学自动化学院, 2009.
- [2]宗平. 开普数码发电机组[J]. 军民两用技术与产品, 2005 (2): 26-26.
- [3]Tolbert L M, Peterson W A, White C P, et al. A bi-directional dc-dc converter with minimum energy storage elements[C]. IEEE Conference Record of the 37th IAS Annual Meeting. 2002, 3: 1572-1577.
- [4]Tolbert L M, Peterson W A, Theiss T J, et al. Gen-sets[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2003, 9(2): 48-54.
- [5]<http://www.dtic.mil/ndia/2007power/2007power.html>. 访问时间: 2014 年 2 月.
- [6] <http://www.dzsc.com/product/infomation/151443/2013726105020438.html>. 访问时间: 2014 年 1 月.
- [7]<http://www.kipor.com/zh/product/xiangxi.aspx?classid=72903122774654976&id=299> 访问时间: 2014 年 1 月.
- [8]<http://china.makepolo.com/product-detail/100331458620.html>. 2014 年 1 月.
- [9] Jung S L, Huang H S, Chang M Y, et al. DSP-based multiple-loop control strategy for single-phase inverters used in AC power sources[C]. 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, IEEE, 1997, 1: 706-712.
- [10] 刘国庆. 数码发电机逆变电源的研制[D]. 重庆大学, 2010.
- [11] 苏玉刚, 刘国庆, 唐春森, 王小飞. 数码发电机逆变器的研制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学) 第 24 卷第 4 期, 2010 年 4 月.
- [12] 刘晓康, 王婷, 王超, 李晟成. 数码发电机逆变系统中的重复控制策略[J]. 电气电气. 2011 No.19:8-11.
- [13] Jena, S. et al, Performance improvement of single-phase grid-Connected PWM inverter using PI with hysteresis current controller, 2011 International Conference on Automation and Signal (ICEAS). 2011: 1 – 5.
- [14] Jayaramaiah G V, Fernandes B G. Novel voltage controller for stand-alone induction generator using PWM-VSI[C]. 2006 IEEE Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. 2006, 1: 204-208.
- [15] 彭力, 张宇, 康勇, 陈坚. 高性能逆变器模拟控制器设计方法[J]. 中国电机工程学报. 2006 年第 6 期: 89-94.
- [16] 王义芳. 基于 DSP 的小型发电机控制系统设计[D]. 浙江大学: 电气工程学院, 2006.
- [17] 曾祥林. 便携式移动电源电能变换装置的研制[D]. 重庆大学, 2011.

- [18] Pinheiro J R, Barbi I. The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4): 486-492.
- [19] Ghazizadeh M S, Hughes F M. A generator transfer function regulator for improved excitation control[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1998, 13(2): 435-441.
- [20] Ryan M J. Analysis, Modeling and Control of Three-phase, Four-wire Sine Wave Inverter Systems[M]. University of Wisconsin--Madison, 1997.
- [21] Ryan M J, Lorenz R D. A "power-mapping" variable-speed control technique for a constant-frequency conversion system powered by a IC engine and PM generator[C]. Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. IEEE, 2000, 4: 2376-2382.
- [22] Al-Khayat N, Seliga R, Koczara W, et al. DSP control of variable speed integrated generator[C]. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002, 3: 970-974.
- [23] Leuchter J, Bauer P, Rerucha V, et al. Dynamic behavior modeling and verification of advanced electrical-generator set concept[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1): 266-279.
- [24] Leuchter J, Bauer P, Bojda P, et al. Bi-directional DC-DC converters for supercapacitor based energy buffer for electrical gen-sets[C]. IEEE 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 1-10.
- [25] Leuchter J, Bauer P, Rerucha V, et al. Dynamic Behaviour Identification of Electrical Gen-Set[C]. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE, 2006: 1528-1535.
- [26]曹宇衡, 曹阳. 小型汽油发电机组: 选购·操作·保养·检修[M]. 上海交通大学出版社, 2002. P88-89
- [27]中国工程师手册[M]. 上海科学技术出版社, 2000:175-176
- [28] Product Data Sheet: Current Transducer LF 205-S, LEM. Co, USA.
- [29] Product Data Sheet: AD823, Analog Devices Co. USA.
- [30]莫会成. 永磁交流伺服电动机的参数分析[J]. 微电机, 2005, 38(3): 3-6.
- [31]王兆安, 刘进军. 电力电子技术[M]. 第五版. 北京: 机械工业出版社. 2000. Page 162-178.
- [32] Pejovic P. Three-phase Diode Rectifiers with Low Harmonics: Current Injection Methods[M]. Springer, 2007:8-13
- [33] 伍家驹, 章义国, 任吉林, 等. 单相 PWM 逆变器的滤波器的一种设计方法[J]. 电气传动, 2003, 33(3): 12-15.
- [34] 伍家驹, 王文婷, 李学勇. 单相 SPWM 逆变桥输出电压的谐波分析[J]. 电力自

动化设备, 2009, 28(4): 45-49.

[35] 伍家驹, 王祖安, 刘斌, 等. 单相不控整流器直流侧 LC 滤波器的四维可视化设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 31(36): 53-61.

[36] 伍家驹, 纪海燕, 杉本英彦. 三维状态变量可视化及其在逆变器设计中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2009 (024): 13-19.

[37] Magnetics Powder Core Catalog, Magnetics Corp.

[38] K J Åström and T. Hägglund. PID Controllers: Theory, Design and Tuning . Instrument Society of America, 1995:41-46.

[39] 刘金锟.先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真[M].北京: 电子工业出版社. 2011.

[40] Yi H, Dai J, Wu J. Research on modeling and control of the single-phase inverter system with a nonlinear load[C]. WCICA 2008. IEEE, 2008: 6095-6100.

[41] 彭力. 基于状态空间理论的 PWM 逆变电源控制技术研究 [D][J]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2004:53-65.