

分类号: V279.2

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330175



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 微型无斜盘直升机控制
系统的研究与实现

论 文 作 者 欧阳嘉泰

校 内 导 师 王冠凌 教授

校 外 导 师 毛德平

专业学位类别 电子信息 (085400)

研究方向 (领域) 控制工程与自动化技术

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：V279.2

单位代码：10363

密 级：公 开

学 号:2210330175

题 目 微型无斜盘直升机控制系统的研究与实现

英文并列

题 目 Research and implementation of control system for
micro helicopter without swashplate

学生姓名： 欧阳嘉泰

校内导师： 王冠凌（教授）

校外导师： 毛德平

专 业： 电子信息

研究方向： 控制工程与自动化技术

论文答辩日期： 2024.5.15

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：欧阳嘉泰

日期：2024年5月31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：欧阳嘉泰

指导教师签名：王超

日期：2024 年 5 月 31 日

日期：2024 年 5 月 31 日

微型无斜盘直升机控制系统的研究与实现

摘 要

微型直升机具有成本低、体积小、操纵简单等特点，拥有垂直起降、空中悬停、低空飞行的能力，在军事和民用领域有广阔的应用场景。与传统的微型直升机相比，微型无斜盘直升机不需要复杂的斜盘机构，这使得它在重量上更轻便，并且操纵起来更加容易。针对无斜盘直升机的结构特点，本文主要围绕微型无斜盘直升机的主旋翼的电机控制以及飞行控制展开研究，设计并搭建了微型无斜盘直升机控制系统。本文主要工作如下：

(1) 搭建微型无斜盘直升机的数学模型。首先对微型无斜盘直升机的飞行原理进行阐述并设计其机械结构，然后采用叶素理论对桨叶进行动力学建模，最后基于牛顿-欧拉方程搭建了直升机的姿态动力学模型。

(2) 设计了微型无斜盘直升机的主旋翼驱动器。首先，为消除传统磁场定向控制算法中反电动势对转矩的影响，引入伪 Park 变换矩阵和电压前馈补偿，使无刷直流电机近似等效为有刷直流电机，可按照控制直流电机的方法进行速度闭环的周期变速控制。其次，针对改进的算法在 MATLAB/SIMULINK 搭建仿真模型进行仿真实验，验证其算法的有效性。最后，对主旋翼驱动系统进行了电路的设计，同时完成了系统的主程序和中断程序的软件设计。

(3) 设计了微型无斜盘直升机的姿态控制器。首先，针对微型无斜盘直升机在飞行过程中面临强抖动、高运动加速度等问题，为获取无斜盘直升机准确的姿态信息，在传统扩展卡尔曼滤波的基础上，加

入 IIR 滤波器以及变噪声处理，以提高姿态解算的精确性。针对该算法进行仿真实验，验证算法的有效性。然后，围绕微型无斜盘无人直升机的姿态控制问题，针对直升机的俯仰运动和横滚运动，采用姿态角度为系统外环，姿态角速度为系统内环的串行 PID 控制，其偏航运动则采用角速度 PI 控制，在此基础上，搭建仿真模型并进行仿真分析。最后完成直升机飞行控制系统的硬件设计与软件开发。

(4) 进行试飞实验。在搭建的微型无斜盘直升机硬件平台上，依次完成了无刷直流电机的周期变速控制实验、直升机的单自由度控制实验、三自由度控制实验以及实际飞行实验，验证了所设计的直升机具有实际飞行的能力。

关键词：微型无斜盘直升机，无刷直流电机，周期变速控制，扩展卡尔曼滤波，飞行控制

RESEARCH AND IMPLEMENTATION OF CONTROL SYSTEM FOR MICRO HELICOPTER WITHOUT SWASHPLATE

ABSTRACT

Micro helicopters have the characteristics of low cost, small size, simple operation, etc. They are capable of vertical takeoff and landing, hovering, and low-altitude flight, making them widely applicable in both military and civilian sectors. Compared with the traditional micro helicopter, the micro helicopter without swashplate does not need complicated swashplate mechanism, which makes it lighter in weight and easier to operate. According to the structural characteristics of the helicopter without swashplate, this paper mainly focuses on the motor control and flight control of the main rotor of the micro helicopter without swashplate, and has designed and developed the control system of the micro helicopter without swashplate. The main work is as follows:

(1) The mathematical model of micro-helicopter without swashplate is built. Firstly, the flight principle of micro-helicopter without swashplate is described and its mechanical structure is designed. Then the blade dynamics model is established by blade element theory. Finally, the attitude dynamics model of the helicopter is established based on Newton-Euler equation.

(2) The main rotor driver of micro helicopter without swashplate is designed. Firstly, in order to eliminate the influence of back EMF on torque in traditional field-oriented control algorithms, pseudo-Park transform matrix and voltage feed-forward compensation are introduced, so that brushless DC motor is approximately equivalent to brushless DC motor, and speed closed-loop periodic variable speed control can be carried out

according to the method of controlling DC motor. Secondly, the improved algorithm is used to build a simulation model in MATLAB/SIMULINK for simulation experiments to verify the effectiveness of the algorithm. Finally, the circuit of the main rotor drive system is designed, and the software design of the main program and interrupt program of the system is completed at the same time.

(3) The attitude controller of the micro helicopter without swashplate is designed. Firstly, Given the strong vibrations and high motion accelerations faced during flight, to obtain the accurate attitude information of the helicopter without swashplate, IIR filter and variable noise processing are added to the traditional extended Kalman filter to improve the accuracy of attitude calculation. The simulation experiment is carried out to verify the effectiveness of the algorithm. Then, for the problem of attitude control of micro unmanned helicopter without swashplate such as the pitching motion and rolling motion of the helicopter, the serial PID control with attitude angle as the outer loop and attitude angular velocity as the inner loop is adopted, and the angular velocity PI control is adopted for the yaw motion. On this basis, the simulation model is built and simulated. Finally, the hardware design and software development of helicopter flight control system are completed.

(4) The experiments of flight test are carried out. On the hardware platform of micro helicopter without swashplate, the periodic variable speed control experiment of brushless DC motor, the single-degree-of-freedom control experiment of helicopter, the three-degree-of-freedom control experiment and the actual flight experiment are completed in turn, which verifies that the designed helicopter has the actual flight ability.

Keywords: micro helicopter without swashplate, brushless DC motor, periodic variable speed control, extended kalman filter, flight control

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.....	2
1.2.1 微型旋翼飞行器研究现状.....	2
1.2.2 无斜盘机械结构研究现状.....	3
1.3 本文主要研究内容和章节安排.....	7
第 2 章 微型无斜盘直升机整体设计及非线性数学模型	8
2.1 微型无斜盘直升机整体设计.....	8
2.1.1 主旋翼倾斜铰链系统设计原理.....	8
2.1.2 动力模块及样机机械设计.....	9
2.1.3 整体系统方案设计.....	11
2.2 微型无斜盘直升机旋翼的空气动力学.....	11
2.2.1 主旋翼运动坐标系定义.....	11
2.2.2 主旋翼动力学模型.....	15
2.2.3 尾翼动力学模型.....	17
2.3 微型无斜盘直升机的数学模型.....	18
2.3.1 直升机机体坐标系定义.....	18
2.3.2 机体动力学建模.....	20
2.4 本章小结.....	21
第 3 章 主旋翼驱动器设计	23
3.1 无刷直流电机的数学模型.....	23
3.2 无刷直流电机的周期变速控制.....	25
3.2.1 传统磁场定向控制.....	25
3.2.2 改进磁场定向控制的无刷直流电机周期变速控制.....	26

3.2.3 仿真实验.....	30
3.3 主旋翼驱动器系统设计.....	32
3.3.1 主旋翼驱动器硬件设计.....	32
3.3.2 主旋翼驱动器软件开发.....	35
3.4 本章小结.....	35
第 4 章 微型无斜盘直升机飞行控制系统.....	37
4.1 基于多传感器融合的姿态估计算法.....	37
4.1.1 改进扩展卡尔曼滤波算法.....	37
4.1.2 仿真分析.....	42
4.2 姿态控制器设计与仿真.....	44
4.2.1 姿态保持控制律设计.....	44
4.2.2 数值仿真.....	45
4.3 飞行控制系统设计.....	47
4.3.1 飞控硬件设计.....	47
4.3.2 飞控软件开发.....	49
4.4 本章小结.....	50
第 5 章 实验验证.....	52
5.1 无刷直流电机周期变速实验.....	52
5.2 单自由度控制实验.....	53
5.3 三自由度控制实验.....	55
5.4 实际飞行实验.....	56
5.5 本章小结.....	57
第 6 章 总结与展望.....	58
6.1 总结.....	58
6.2 展望.....	59
参考文献.....	60
攻读硕士学位期间主要研究成果.....	65
致 谢.....	66

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着电子技术、材料科学和控制系统的不断发展,微型飞行器的设计和制造逐渐进步^[1]。小型化的传感器、高效的电机以及先进的控制算法使得微型直升机能够实现更精确的控制,并执行更复杂的任务。在军事领域,微型飞行器可以执行侦察、监视、目标标记和情报收集等任务。飞行器能够在不被察觉的情况下接近目标,并提供实时情报,这对于军事行动的成功至关重要。同样,在民用领域,微型飞行器也具有广泛的应用前景,可以执行城市交通监测、基础设施检查、消防救援、地质勘探、电力线路巡检等任务。能够快速到达难以到达的地点,从而提高工作效率和安全性。

常见的微型飞行器按飞行原理可以分为扑翼飞行器、固定翼飞行器和旋翼飞行器三种类型^[2]。扑翼飞行器是一种受到鸟类或昆虫飞行方式启发的飞行装置,主要通过模仿翅膀的扑动来产生升力和推进力。与其它两种飞行器飞行方式不同的是:扑翼飞行器的翅膀可以在飞行过程中调整角度和速度,以适应不同的飞行状态,从而提高气动效率,减少能量的消耗,并具有良好的机动性以及较强的隐蔽性^[3-5]。然而,扑翼飞行器也因其特殊的飞行方式,存在着控制难度大、稳定性差、载荷小等缺点。固定翼飞行器依靠发动机产生推力和机翼产生升力来飞行,具有速度快、航程远、载荷大、安全性高等特点^[6-8],但也存在着起降场地要求高、机动性差、受天气影响大等缺点。旋翼飞行器是通过改变旋翼的旋转速度或者倾斜角度,实现飞行器的上升、下降以及转向。旋翼飞行器通常具有较好的操纵性能,飞行器的姿态和方向的变化可以通过改变旋翼的转速或角度来实现^[9-10],操纵者的指令可以快速得到响应,使旋翼飞行器受到精确的控制,能够在不同环境和气流条件下保持稳定的飞行状态。

通常情况下,旋翼飞行器可分为多旋翼飞行器^[11]、双旋翼飞行器^[12]以及单旋翼飞行器^[13-14]。其中,单旋翼飞行器通常指的是直升机,与其它旋翼飞行器不同的是,单旋翼直升机虽然飞行效率高,但控制难度大,结构复杂。即使最简单的

单旋翼无人直升机，也需要三个舵机联动控制直升机的斜盘，从而改变直升机桨叶的桨距，进而实现对主旋翼的控制。而本文设计的微型无斜盘直升机则不需要舵机的联动来实现对主旋翼桨距的控制，大大简化了直升机的结构，不仅减轻直升机的重量而且提高了续航能力以及可靠性^[15]。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 微型旋翼飞行器研究现状

多旋翼飞行器主要是指四旋翼飞行器，在 1907 年，法国率先研发出世界上第一架旋翼飞行器，即 Breguet-Richet Gyroplane No.1^[16]。尽管受限于当时技术条件，这次试飞飞行时间短暂并且不稳定，但它在旋翼飞行器领域中开创了先例。此后，随着电子技术的发展，极大的促进了飞行器领域的进步。在 2005 年，德国的 Microdrones GmbH 公司推出了 MD4-200 四旋翼飞行器，其在电动四旋翼的发展历史中具有里程碑的意义。中国对四旋翼飞行器的研究比欧美国家晚了约半个多世纪，但随着中国科研人员对四旋翼飞行器的重视，近年来，四旋翼飞行器在国内发展迅速，其中最具有代表性的就是大疆创新的四旋翼无人机系列，其中大疆 mini3 四旋翼飞行器重量仅为 249g，如图 1-1 所示，其稳定的控制系统，小巧的结构设计受到了消费者的认可^[17]。



图 1-1 大疆 mini3 四旋翼飞行器

双旋翼飞行器可以分为串列式和共轴式两种。串列式双旋翼直升机的研究始于 20 世纪 40 年代的美国，并在随后的十年内迅速发展 to 顶峰。美国在这一领域一直保持领先，其代表型号 CH-46，如图 1-2(a)所示，诞生于 20 世纪五六十年代，至今仍是双旋翼直升机技术的典范。而共轴式双旋翼的显著代表是为 NASA 的火星探测计划而研制的“机智号”火星直升机^[18]，如图 1-2(b)所示。这款直升

机使用一对反向旋转的共轴旋翼来产生垂直动力，姿态调整则通过斜盘机构实现。它是第一架在火星稀薄大气中成功飞行的直升机，并已在火星表面完成多次飞行任务。



(a)CH-46 串列式直升机



(b)“机智号”火星直升机

图 1-2 双旋翼飞行器

挪威 Prox Dynamics 公司研制的 PD-100 纳米无人机^[19]，是当前世界上最先进的微型单旋翼直升机之一。它的重量轻至 16 克，能够持续飞行达 25 分钟，并有大约 3.2 千米的航程，如图 1-3 所示。PD-100 装备了普通摄像头和红外摄像头，不仅能拍摄照片，还能传输视频信号。它的飞行控制系统支持手动遥控飞行和基于 GPS 的自主飞行，使其在执行单兵侦察任务时表现出色。



图 1-3 PD-100 纳米无人机

1.2.2 无斜盘机械结构研究现状

传统直升机通常依赖复杂的自动倾斜器来控制桨叶的变距角。如图 1-4 所示，在这种机构中，桨毂与桨轴固定在一起，当桨轴旋转时，桨毂也跟着旋转，由于桨叶是固连到桨毂上的，也绕主轴旋转。倾斜盘可以沿着轴线方向上下移动，并绕中心球铰进行转动，以改变桨叶的总距角。同时也可以通过控制操纵拉杆来改变桨距角，使桨叶的桨距角随旋翼的转动从而周期性变化，进而改变旋翼推力方向^[20]。然而，随着机体尺寸的缩小，按照原结构等比例缩小的自动倾斜机构则产

生很多问题。自动倾斜器的体积和重量在整机中占比较大，这增加了对材料的要求，降低了整体稳定性，并且使得维护工作变得更加困难。针对这些问题，国内外许多学者为简化甚至为去除自动倾斜器的结构做出了很多研究。

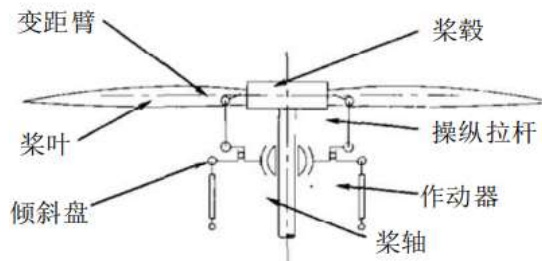


图 1-4 传统直升机自动倾斜机构

早在 1945 年，美国科学家就将可控的襟翼安装在桨叶上^[21]，驱动桨叶内部的执行器就可以控制襟翼的偏角，如图 1-5 所示。这样，在桨叶旋转的过程中，可通过襟翼产生控制姿态的力，与自动倾斜器产生的效果相类似。在进行了大量的实验之后，将此技术应用于其所在公司自研的多种型号的直升机上。

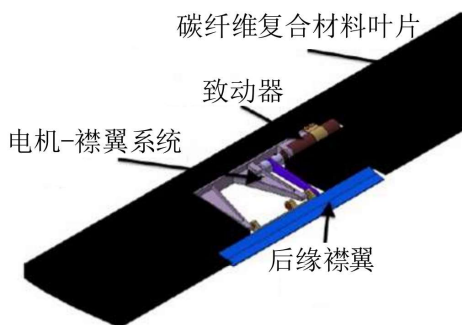


图 1-5 可控襟翼装置

2006 年，苏黎世联邦理工学院的 Samir 及其团队提出了一项新的无需复杂的自动倾斜器的方法，主要是利用飞行器的重心偏移来实现姿态调整^[22]，如图 1-6 所示。飞行器上的电池是通过一种球铰连接到飞行器上，由于电池在飞行器总重量中占有相对较大的比例，调整电池在飞行器内的具体位置可以实现飞行器重心的移动。为了控制这种重心的调整，飞行器配备了两个伺服电机，这些电机的主要任务是转动两个相互垂直的导轨，从而改变连接到电池的连杆的角度。电池就可以在保持与球铰中心的相对位置不变的情况下，围绕球铰移动，实现飞行器重心位置的改变，进而控制飞行器的姿态。

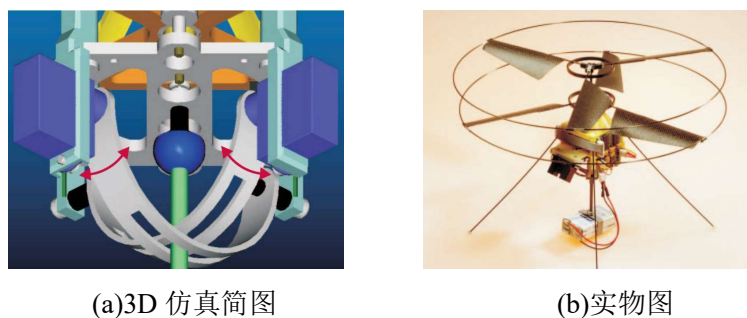


图 1-6 重心偏置无斜盘调姿方案

美国宾夕法尼亚大学的 James Paulos 和 Mark Yim 在 2013 年提出了一种无自动倾斜器的旋翼系统^[23-24],并开展了无斜盘微型无人直升机的相关理论分析与设计研发工作,如图 1-7 所示。基于这种旋翼系统,以共轴双桨的方式成功进行了实际飞行测试。

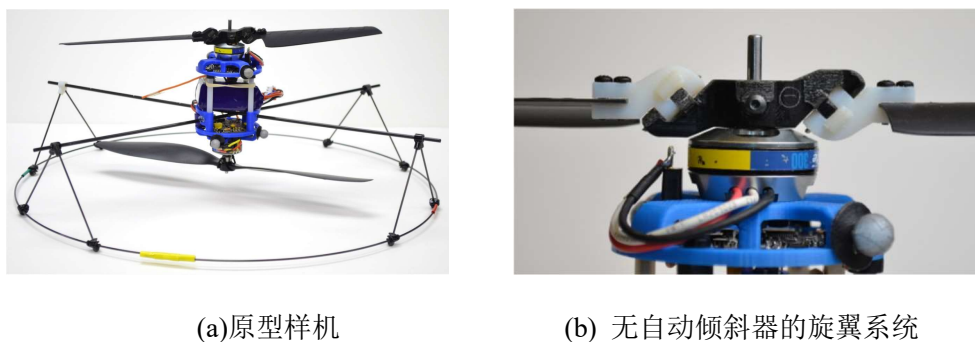


图 1-7 无斜盘微型双旋翼直升机

国内许多学者也为取消自动倾斜器的旋翼系统做了大量的工作。清华大学的吕俊刚等人开发了一种利用桨叶的惯性力与弹性连杆的新型机械机构,旨在实现对直升机旋翼的精确控制^[25],如图 1-8 所示。

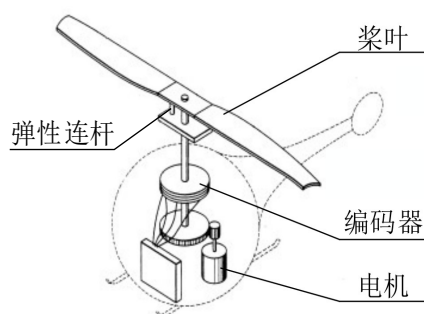


图 1-8 旋翼操纵机构结构原理图

这种新型的机械机构通过无铰连接方式将两片桨叶直接连接到桨毂上,在这对桨叶中,有一个桨叶直接与弹性连杆相连,这个桨叶和弹性连杆都被固定在桨

叶的主轴上，并且可以围绕主轴进行旋转。当电机进行加减速运动时，会导致弹性连杆发生形变，使与连杆相连的桨叶的桨距角发生变化。通过安装在主轴上的位置编码器可读取到旋翼的位置，可根据操控需求操控电机的加减速，实现桨叶的变距，进而控制飞行器的姿态。

哈尔滨工业大学的吴启所采用的是电磁制动的无自动倾斜器的调姿方案^[26]，如图 1-9 所示。将桨叶与磁铁固定连接起来，当电磁线圈激活并产生磁场时，磁场的作用力会使得磁铁产生位移，进而导致与之固定连接的桨叶改变其角度，也就是改变桨距。这样的设计有效地简化了直升机的机械复杂性，减少了能量消耗，并简化了控制过程。

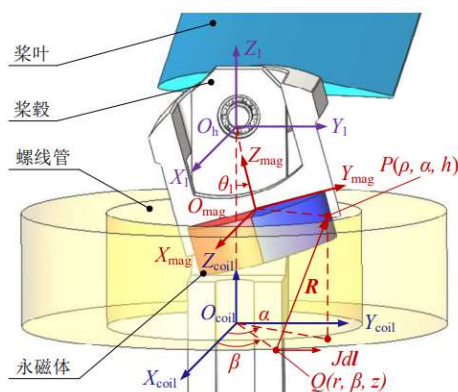


图 1-9 电磁制动的无斜盘调姿

国防科技大学尹欣繁在其学位论文里研究了一种微型的无斜盘直升机，该文所研究的旋翼系统采用前文宾夕法尼亚大学团队的旋翼机械结构，采用分析力学的方式建立了直升机的数学模型，搭建了动力学仿真模型，并设计了整套的直升机系统^[27]。北京邮电大学的黄灿铭从带倾斜铰链的旋翼桨毂设计出发，对比并讨论了几种周期变距的控制方式，设计了基于磁场定向控制的无刷直流电机的周期变速控制器，在此基础上搭建了无斜盘的双旋翼飞行器^[28]。除此之外，南京航空航天大学徐家梁、任至楷与张宝晴也进行了对前文宾夕法尼亚大学团队的旋翼机械结构的研究，利用拉格朗日力学推导带倾斜铰链旋翼的动力学模型，并从仿真和实验的角度对带倾斜铰链旋翼系统的力和力矩调节规律进行了细致地分析^[29-30]。

1.3 本文主要研究内容和章节安排

本文主要对微型无斜盘直升机的主旋翼电机控制和飞行控制进行研究。首先,在基于无刷直流电机(Brushless DC motor, BLDCM)的改进磁场定向控制基础上,设计了一种周期变速的软件和硬件主旋翼控制系统。其次,针对无斜盘直升机的机械特性,改进了一种基于多传感器融合的姿态估计算法,并对飞行控制系统进行软硬件的设计。最后,进行飞行实验,验证所设计的直升机具有实际飞行的能力。文章章节安排如下:

第一章,绪论。介绍微型直升机的研究背景及意义,以及国内外的研究现状。

第二章,微型无斜盘直升机的飞行原理及非线性数学模型。在讨论微型无斜盘直升机的飞行原理的基础上,设计微型无斜盘直升机的机械结构,阐述直升机系统中各部件坐标系之间的几何关系。利用叶素理论分析桨叶所受的力和力矩,同时根据牛顿-欧拉方程搭建直升机的姿态动力学方程。

第三章,主旋翼驱动器设计。先介绍无刷直流电机的数学模型以及传统的磁场定向控制算法(Field Oriented Control, FOC)。之后,详细阐述一种基于改进磁场定向控制(Modified Field Oriented Control, MFOC)的无刷直流周期变速控制算法,并搭建了 MATLAB/SIMULINK 仿真模型。最后,完成主旋翼驱动系统的软硬件系统的设计。

第四章,微型无斜盘直升机控制系统设计。提出一种改进的扩展卡尔曼滤波算法(Extended Kalman Filter, EKF),同时进行半实物仿真实验;之后,介绍无斜盘直升机的姿态控制器,并结合直升机的数学模型进行数值仿真;最后,完成适用于微型无斜盘直升机飞行的软硬件系统设计。

第五章,实验验证。在经过主旋翼驱动器设计和无斜盘直升机控制系统设计之后,进行无刷直流电机周期变速实验;为调节控制器参数,进行自由度的控制实验;最后,在室内弱干扰的条件下进行实际飞行测试。

第六章,总结与展望。总结本文的研究内容,讨论了论文设计的微型无斜盘直升机过程中的一些问题以及将来的改进方式。

第2章 微型无斜盘直升机整体设计及非线性数学模型

微型无斜盘直升机与传统微型直升机最大的不同之处在于其有独特的倾斜铰链旋翼系统。倾斜铰链旋翼系统是一种新型的旋翼操纵系统，主要是通过桨叶的被动响应来改变桨叶的倾角，与传统的旋翼相比，倾斜铰链旋翼不仅结构和控制方式上有着很大的区别，而且在工作原理上也有着本质的不同。本章在分析斜铰旋翼结构原理的基础上，对直升机机进行整体机械结构的设计，并建立了主旋翼的动力学模型以及整机的姿态动力学方程。

2.1 微型无斜盘直升机整体设计

2.1.1 主旋翼倾斜铰链系统设计原理

当直升机处于垂直飞行或者悬停状态时，其直升机主旋翼和尾翼气动力的合力与地面垂直。若要改变直升机的运动状态，则可以改变旋翼气动力的大小和方向^[31]，一般情况下，通过改变旋翼的转速和桨叶桨距两种方法可以改变旋翼气动力合力的大小和方向。直升机的偏航运动主要是直升机主旋翼产生的反扭矩与尾翼产生的偏航力矩形成的合力矩来控制的，直升机的俯仰运动和横滚运动主要是通过改变桨叶的倾角，从而改变整个旋翼旋转平面的角度来实现的。在主旋翼转速不变，其产生的反扭矩也不变的情况下，直升机的偏航运动则只能通过改变尾翼的转速来实现。与常规微型直升机不同的是，本文所研究的微型无斜盘直升机则是通过桨叶的被动响应来改变桨叶的倾角，如图 2-1 所示。

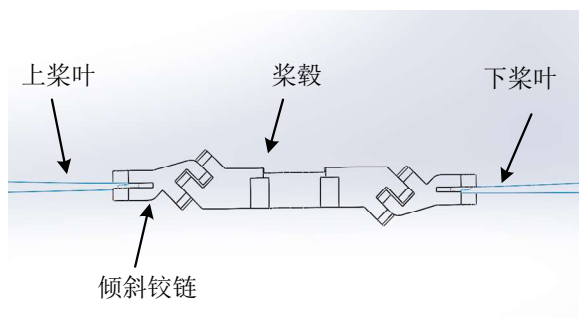


图 2-1 主旋翼变距系统简图

无刷直流电机的轴固定在桨毂中心位置，电机转动时，传递转矩给桨毂，两

个对称的桨叶分别通过倾斜的铰链与桨毂的两边连接。其中，连接上桨叶的铰链在上端朝向桨毂倾斜，而下桨叶的铰链则相反。当桨毂受到一个瞬间的转矩脉动时，上桨叶会因为惯性效应向后摆动，导致其桨距增大。相对的，下桨叶会因惯性向前摆动，使得桨距减小，结果是上桨叶产生的上升力矩超过下桨叶产生的力矩，从而使整个旋翼系统产生一个侧向力矩。通过给电机施加一个稳定的转速，并在这个基础上加上一个正弦变化的转速，可以实现桨距的周期性的变化，通过改变正弦力矩的大小和初相角，对应得到主旋翼的受力大小和方向。该结构在功能上与传统直升机的斜盘结构相类似，但只需要一个无刷直流电机就可以实现功能。

2.1.2 动力模块及样机机械设计

本文所使用的变距机构则是参考宾夕法尼亚大学 GRASPLABORATRY 实验室的共轴双旋翼直升机的变距机构的方案。考虑加工的难易程度以及成本问题，在变距机构的选择上，采用 PA-12 工程塑料作为主要材料。加工出来的变距机构部件如图 2-2 所示。



图 2-2 主旋翼变距机构部件

为降低设计难度及设计成本，同时保证直升机的系统的稳定性，主旋翼因其特殊的结构需要单独进行机械结构的设计，但对于尾桨动力模块，采用较为成熟的设计方案。直升机的尾桨电机、垂直尾翼、尾管及桨叶，本文均采用朗宇的 OMPHOBBYM1 直升机的部件，其驱动则使用的是 DYS 的 XSD7A 型微型无刷电调。其尾翼机构部件如下图所示：



图 2-3 尾翼机构部件

对于微型无斜盘直升机的机械结构的设计，首先使用 SolidWorks 软件进行三维建模，如图 2-4 所示。之后通过 3D 打印技术和碳纤维材料制作了直升机的机身，在这个过程中，逐步进行了迭代改进，解决存在的问题，并不断创新优化设计。

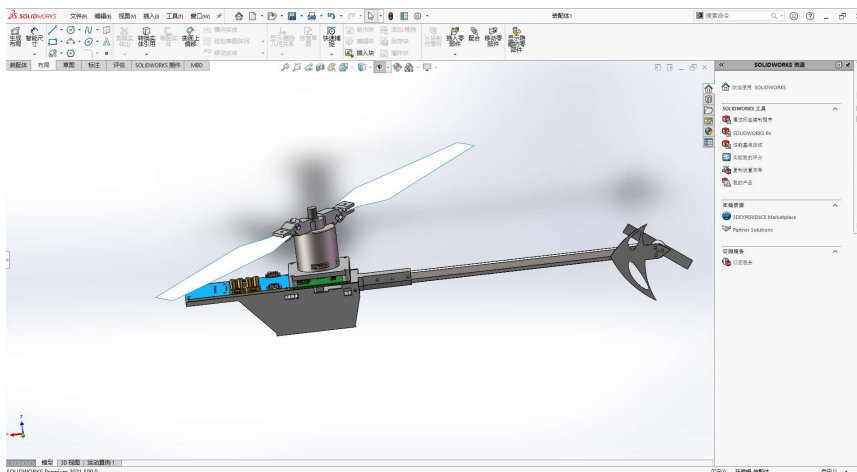


图 2-4 SolidWorks 三维建模

在直升机调试过程中，有许多种情况会导致直升机机体的损坏。因此，在直升机机体的机械设计中，尽可能的保持直升机整体的简洁性，以及降低整体设计的复杂性，由此对整机进行模块化设计，以期减少直升机返修的工作量。同时，为兼顾到直升机的实际调试环境，在拓展性上，在整机的设计中，应预留一定的接口用于以后和试验平台相连以此来固定机体，方便调试。

微型无斜盘直升机的主旋翼控制系统和尾桨控制系统采用与传统直升机类似的布局，直升机在工作状态时，主旋翼的桨叶在旋转过程中会进行前后甩动和摆振，为了防止主旋翼与尾翼发生碰撞，需要将两个模块之间留有一定的间距。实际制作和组装完成的飞行器样机如图 2-5 所示。



图 2-5 微型无斜盘直升机样机

2.1.3 整体系统方案设计

微型无斜盘直升机主要由主旋翼控制系统以及飞行控制系统组成。飞行控制系统通过接收控制指令，根据直升机当前的姿态信息，计算出尾翼和主旋翼的速度信息以及俯仰、横滚的偏移量。飞行控制系统通过 PWM 直接控制尾翼转速，通过串口发送主旋翼控制系统速度信息以及俯仰、横滚的偏移量。主旋翼控制系统结合磁编码器得到的电机转子位置，实时计算出控制无刷直流电机的三相电压，进而控制三相桥式驱动电路驱动电机。控制框图如图 2-6 所示。

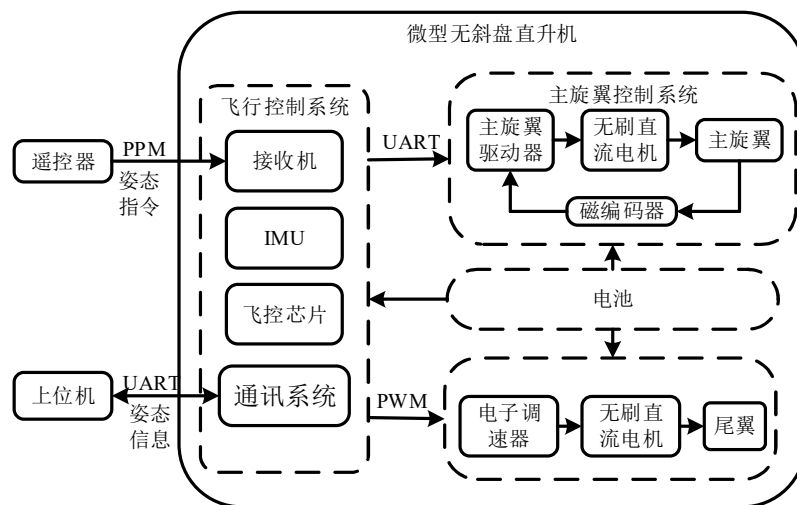


图 2-6 微型无斜盘直升机控制框图

2.2 微型无斜盘直升机旋翼的空气动力学

根据无斜盘直升机的结构特点以及倾斜铰链的变距原理，直升机在飞行过程中能够控制飞行姿态的是主旋翼的转速和在一个旋转周期内主旋翼的加速度。主旋翼的转速大小控制直升机的升力大小，主旋翼的加减速，则控制桨叶的挥舞方向，进而改变升力的作用方向。

2.2.1 主旋翼运动坐标系定义

通过参照特定的坐标系可以建立任何的运动方程，为了能尽可能的简化运动方程以及方便的求解，则需要选择合适的坐标系。而本文所阐述的主旋翼坐标系，其桨叶坐标系到轮毂坐标系的转换关系，需要进行三次的坐标变换得到，如图 2-7 所示，取图中右侧桨叶坐标系为例进行说明。

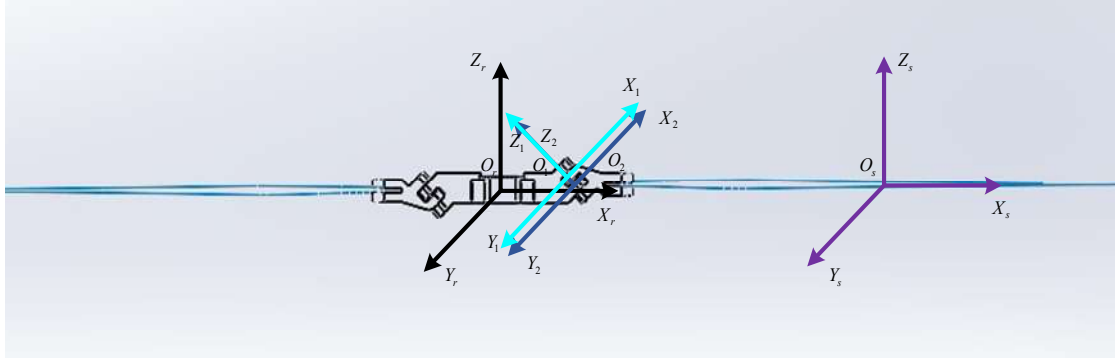


图 2-7 主旋翼运动坐标系示意图

其中：桨毂坐标系的平面为主旋翼不挥舞时的旋转平面，桨毂的中心是坐标系的中心点 O_r ， $O_r Y_r$ 轴沿着右侧桨叶方向指向外， $O_r Z_r$ 垂直于桨毂坐标系平面， $O_r X_r$ 根据右手定则确定，在桨毂坐标系平面上。 Ω 为桨叶的旋转角速度。

桨叶坐标系 $O_s X_s Y_s Z_s$ 与倾斜铰链固定连接，桨叶坐标系的中心点 O_s 是桨叶的质点， $O_s Y_s$ 轴的方向为桨叶方向指向外， $O_s Z_s$ 垂直于桨叶坐标系平面， $O_s X_s$ 根据右手定则确定，在桨叶坐标系平面上。桨叶与桨毂之间的夹角为 λ 。

桨铰坐标系 $O_1 X_1 Y_1 Z_1$ ：坐标系的中心点 O_1 是桨夹与桨毂连接的斜铰轴线与变距轴的交点。 $O_1 Z_1$ 轴平行于变距轴线且方向向上为正。 $O_1 X_1$ 轴与斜铰轴线平行其正方向是与桨毂中心相反的方向。 $O_1 Y_1$ 的正方向由右手定则确定。

桨夹坐标系 $O_2 X_2 Y_2 Z_2$ ：坐标系的中心点 O_2 是桨夹与桨毂连接的桨夹轴线与变距轴的交点。 $O_2 Z_2$ 轴平行于变距轴线且方向向上为正。 $O_2 X_2$ 轴与桨夹轴线平行，其正方向是与桨毂中心相反的方向。 $O_2 Y_2$ 的正方向由右手定则确定。

本节采用 D-H 法则来研究桨叶姿态与桨叶变距角之间的关系^[32]。斜铰旋翼建模过程中涉及桨毂坐标系、桨铰坐标系、桨夹坐标系、桨叶坐标系，经过三次坐标变换，桨叶坐标系到桨毂坐标系的旋转矩阵为：

$$\begin{aligned}
 R_s^r &= R\left(-\frac{\pi}{4}\right)R(\lambda)R\left(\frac{\pi}{4}\right) \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(-\pi/4) & \sin(-\pi/4) \\ 0 & -\sin(-\pi/4) & \cos(-\pi/4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \lambda & \sin \lambda & 0 \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\pi/4) & \sin(\pi/4) \\ 0 & -\sin(\pi/4) & \cos(\pi/4) \end{bmatrix} \quad (2-1) \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \lambda & \sqrt{2} \sin \lambda / 2 & \sqrt{2} \sin \lambda / 2 \\ -\sqrt{2} \sin \lambda / 2 & (\cos \lambda + 1) / 2 & (\cos \lambda - 1) / 2 \\ -\sqrt{2} \sin \lambda / 2 & (\cos \lambda - 1) / 2 & (\cos \lambda + 1) / 2 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

由于倾斜铰链结构组成的主旋翼系统不存在桨毂倾斜，因此可将下桨叶的摆

摆振角 ϕ_b 定义为桨叶坐标系下 $O_s X_s$ 轴的单位向量与桨毂坐标系下 $X_r O_r Z_r$ 平面的夹角，如图 2-8 所示。

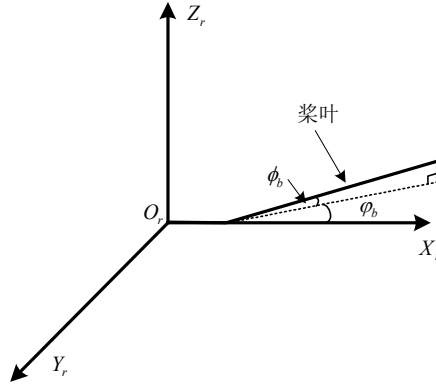


图 2-8 摆振角与挥舞角简图

摆振角 ϕ_b 表达公式如式(2-2)所示：

$$\phi_b = \arctan\left(\frac{-\frac{\sqrt{2}}{2}\sin\lambda}{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos^2\lambda}}\right) \quad (2-2)$$

挥舞角 ϕ_b 定义为桨叶坐标系下 $O_s X_s$ 轴的单位向量与桨毂坐标系下 $X_r O_r Z_r$ 平面的夹角，如图 2-8 所示，挥舞角 ϕ_b 表达公式如式(2-3)所示：

$$\phi_b = \arctan\left(-\frac{1}{2}\cos\lambda + \frac{\frac{1}{2}}{\sqrt{\frac{1}{4}\sin^2\lambda + \frac{1}{2}\cos\lambda + \frac{1}{2}}}\right) \quad (2-3)$$

变距角 θ_b 定义为桨叶坐标系下 $O_s Y_s$ 轴的单位向量与桨毂坐标系下 $X_r O_r Y_r$ 平面的夹角，如图 2-9 所示：

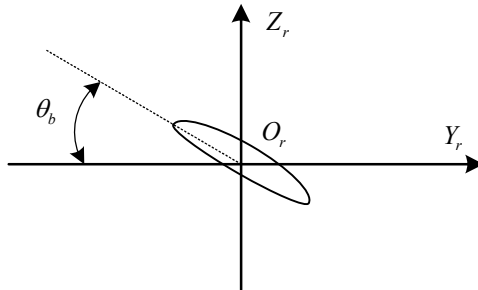


图 2-9 变距角简图

变距角 θ_b 表达公式如式(2-4)所示：

$$\theta_b = \arctan\left(\frac{-\frac{\sqrt{2}}{2}\sin\lambda}{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos^2\lambda}}\right) \quad (2-4)$$

由式(2-2)和式(2-3)可知，变距角和摆振角大小相同，在一定情况下可等效替代，而挥舞角与变距角的大小关系在很难直观比较，但其表达式都含有方位角 λ 这唯一自变量，设定夹角 λ 的范围为 $-15^\circ \sim 15^\circ$ ，则可采用仿真的方法直观的看到挥舞角与变距角的大小关系。仿真结果如图 2-10 所示。

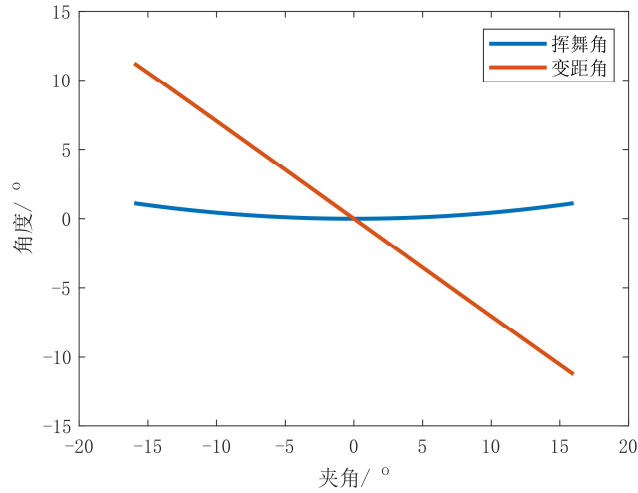


图 2-10 挥舞角与变距角与方位角关系图

由曲线图可知，挥舞角在 $0^\circ \sim 2^\circ$ 之间，变距角在 $-12^\circ \sim 12^\circ$ 之间，相比之下，挥舞角很小，可以近似忽略挥舞角对旋翼动力学以及气动力等方面的影响。由此可知，桨叶动力学方程推导求解过程中可用变距角 θ_b 替代挥舞角以及摆振角。用欧拉动力学方程描述刚体转动可表示为：

$$I_b \frac{dw_b}{dt} + w_b \times I_b w_b = \sum M_b \quad (2-5)$$

式中各变量均在桨叶坐标系内表达，写成分量形式如下：

$$\begin{cases} I_{xb} \frac{dw_{xb}}{dt} + (I_{zb} - I_{yb})w_{yb}w_{zb} = \sum M_{xb} \\ I_{yb} \frac{dw_{yb}}{dt} + (I_{xb} - I_{zb})w_{xb}w_{zb} = \sum M_{yb} \\ I_{zb} \frac{dw_{zb}}{dt} + (I_{yb} - I_{xb})w_{xb}w_{yb} = \sum M_{zb} \end{cases} \quad (2-6)$$

式中： M_{xb} 、 M_{yb} 、 M_{zb} 分别为外力对桨叶坐标系 O_bX_b 、 O_bY_b 、 O_bZ_b 的力矩； I_{xb} 、 I_{yb} 、 I_{zb} 分别为桨叶对桨叶坐标系三轴的转动惯量； w_{xb} 、 w_{yb} 、 w_{zb} 为桨叶角速度，

其在桨叶坐标系内三轴上的分量的公式为：

$$\begin{cases} w_{xb} = -\dot{\varphi}_n \sin \theta_b \cos \phi_b + \dot{\theta}_b \cos \theta_b \\ w_{yb} = \dot{\varphi}_n \sin \phi_b + \dot{\theta}_b \\ w_{zb} = \dot{\varphi}_n \cos \theta_b \cos \phi_b + \dot{\theta}_b \sin \theta_b \end{cases} \quad (2-7)$$

式中： φ_n 是摆振角 φ_b 与桨毂转角 φ_h 之和，在忽略挥舞角对旋翼动力学以及气动力等方面的影响情况下，挥舞角 ϕ_b 可为 0° 。摆振角 φ_b 可用变距角 θ_b 代替。则可得到桨叶角速度与桨毂转角 φ_h 、变距角 θ_b 之间的关系。

2.2.2 主旋翼动力学模型

为了方便建模构建倾斜铰链旋翼系统的数学模型，设定一些前提条件。假设在直升机进行垂直飞行时，桨叶被视为刚体，这样就可以忽略因旋转造成的桨叶弹性形变，以及挥舞角对旋翼气动力的影响。此外，还需假设桨毂和倾斜铰链之间不存在摩擦，且两个桨叶的分布是均匀的，它们的材质、尺寸和形状完全一致。

为了确定桨叶的受力状况，本文采用了叶素理论对桨叶进行分析与计算^[33]。首先，将桨叶划分为极小的段落，即基本叶素单元，然后，对每一个叶素单元进行受力分析，根据桨叶的旋转速度，可以确定出气流相对于叶素单元的速度，有了这个速度，就能够计算出作用在叶素上的空气力。最后，将整个桨叶上各个叶素所受的气动力进行矢量合成，就能得到作用在桨叶上的气动力合力，以及由此产生的空气对直升机主旋翼作用的力与力矩^[34]。

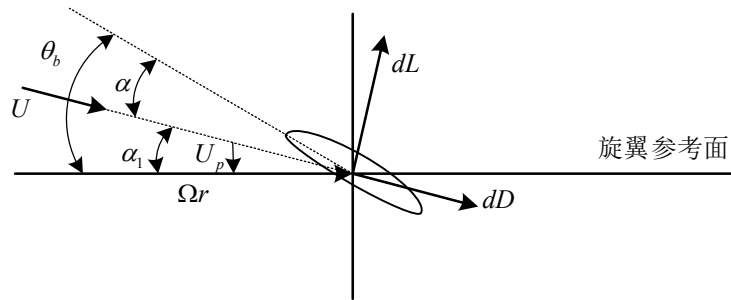


图 2-11 桨叶剖面受力图

无人直升机旋翼桨叶剖面的受力情况也是叶素单元的受力情况，如图 2-11 所示。已知直升机主旋翼的角速度为 Ω ，则在半径 r 处的桨叶剖面水平切向来流速度为 Ωr 。与之相垂直的剖面垂向来流速度为：

$$U_p = U_0 + u_i \quad (2-8)$$

式中： u_i 是诱导速度， U_0 是与之相垂直的剖面垂向来流速度。那么，根据速度矢

量三角形法则可得叶素上合速度为：

$$U = \sqrt{U_p^2 + \Omega^2 r^2} \quad (2-9)$$

旋翼平面与气流方向的夹角为来流角 α_1 ，因此有：

$$\alpha_1 = \arctan \frac{U_p}{\Omega r} \quad (2-10)$$

来流角表示桨叶和桨毂平面之间的夹角，其中一部分是由于气流的影响而无效的，不会对升力产生贡献。因此，桨叶的真实迎角 α 是桨距角 θ_b 与产生来流角 α_1 之间的函数关系，可以通过式(2-11)计算得到真实迎角：

$$\alpha = \theta_b - \alpha_1 \quad (2-11)$$

因此，叶素上产生的升力和阻力可表示为：

$$\begin{cases} |dL| = \frac{1}{2} \rho U^2 C_L b dr \\ |dD| = \frac{1}{2} \rho U^2 C_D b dr \end{cases} \quad (2-12)$$

式中： ρ 是空气密度， b 是桨叶平均气动弦长， C_L 是桨叶升力系数， C_D 是阻力系数。

以升力 dL 方向为 Z 轴，阻力 dD 方向为 X 轴， Y 轴与桨叶坐标系 Y 轴方向相同建立坐标系，则 dL 和 dD 在该坐标系内的表达式为：

$$\begin{cases} dL = [0 & 0 & |dL|] \\ dD = [|dD| & 0 & 0] \end{cases} \quad (2-13)$$

可得叶素段升力与阻力在桨叶坐标系内的表达为：

$$\begin{cases} dL_b = dL \cos(-\alpha) - dD \sin(-\alpha) \\ dD_b = dD \cos(-\alpha) + dL \sin(-\alpha) \end{cases} \quad (2-14)$$

结合升力与阻力力臂在桨叶坐标系内的表达：

$$r_{Ab} = [0 \quad l_b \quad 0]^T \quad (2-15)$$

式中： l_b 为叶素段离桨叶质心 O_b 的距离。可得叶素段所受的升力矩与阻力矩为：

$$\begin{cases} dM_{Lb} = r_{Ab} \times dL_b \\ dQ_{Lb} = r_{Ab} \times dD_b \end{cases} \quad (2-16)$$

沿桨叶径向积分得到整片桨叶所受的升力矩与阻力矩为：

$$\begin{cases} M_{Lb} = \int_0^{L_B} dM_{Lb} \\ Q_{Lb} = \int_0^{L_B} dQ_{Lb} \end{cases} \quad (2-17)$$

式中： L_B 是桨叶长度。在计算主旋翼力矩时需要加入惯性力，根据惯性力的定义，作用于桨叶质心的惯性力为：

$$F_l = -ma_{rr} = -ma_T a_N \quad (2-18)$$

式中： m 为桨叶的质量， a_{rr} 为轮毂坐标系在惯性坐标系内的加速度，可分解为切向加速度 a_T 和法向加速度 a_N 。其中切向加速度 a_T 和法向加速度 a_N 可表示为：

$$\begin{cases} a_T = \begin{bmatrix} -\dot{w}_h \cdot L_H \cdot \sin(\varphi_h + \frac{\dot{w}_h}{|\dot{w}_h|} \cdot \frac{\pi}{2}) & \dot{w}_h \cdot L_H \cdot \sin(\varphi_h + \frac{\dot{w}_h}{|\dot{w}_h|} \cdot \frac{\pi}{2}) & 0 \end{bmatrix} \\ a_N = \begin{bmatrix} w_h^2 \cdot L_H \cdot \sin \varphi_h & w_h^2 \cdot L_H \cdot \sin \varphi_h & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-19)$$

式中： w_h 为电机转速， φ_h 为电机转过的角度， L_H 为桨毂长度。

在第 2.2.1 节所建立的欧拉动力学方程中，为了便于计算转动惯量而将所有矢量转移到了桨叶坐标系中^[35]。但因为惯性力是在惯性参考系中定义的，所以必须使用旋转矩阵来将其转换到桨叶坐标系中去。根据先前的坐标系定义，该转换矩阵的顺序为：

$$R_s^b = R_r(\theta_b) R_r(\phi_b) R_r(\varphi_b + \varphi_h) \quad (2-20)$$

结合上式，可得惯性力在桨叶坐标系内的表达：

$$F_l = -mR_s^b a_{rr} \quad (2-21)$$

而惯性力臂在桨叶坐标系内表达为：

$$r_{lb} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2}L & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2-22)$$

式中： L 为桨叶的总长度。则惯性力矩在桨叶坐标系内的表达为：

$$M_{lb} = r_{lb} \times F_l \quad (2-23)$$

结合上述两节可得桨叶所受外力矩在桨叶坐标系内表达为：

$$M_S = M_{Lb} + Q_{Lb} + M_{lb} = \begin{bmatrix} \sum M_{xb} & \sum M_{yb} & \sum M_{zb} \end{bmatrix}^T \quad (2-24)$$

2.2.3 尾翼动力学模型

微型无人机的尾旋翼负责生成控制偏航的力矩，以便直升机能够进行偏航操作。与主旋翼不同，尾旋翼更加刚性，其挥舞运动相对较小，因此在分析时通常

会忽略这种挥舞效应^[36]，而不去考虑尾旋翼的后倾和侧倾。通过调节尾旋翼电机的转速，可以平衡由主旋翼产生的反扭矩，而且还能控制飞行器的偏航角。虽然尾旋翼自身也会产生一个较小的反向扭矩，但其影响通常不大，可以不予以考虑。在分析尾桨的空气动力学特性时，主要考虑尾旋翼产生的力和力矩，其计算公式如下所示。

$$\begin{cases} F_r = C_r \rho (\Omega_r R_r)^2 \pi R_r^2 \\ M_r = C_r \rho (\Omega_r R_r)^2 \pi R_r^2 l_r \end{cases} \quad (2-25)$$

式中： F_r 是尾桨的推力， M_r 是尾桨相对于直升机质心产生的力矩， R_r 是尾桨半径， C_r 是尾桨的拉力系数， Ω_r 是尾桨的转速， l_r 是尾桨桨毂中心相对于直升机质心的距离。

2.3 微型无斜盘直升机的数学模型

2.3.1 直升机机体坐标系定义

为描述直升机的姿态运动，需要建立直升机自身的机体坐标系 $OXYZ$ 和世界坐标系 $O_g X_g Y_g Z_g$ ，用来描述直升机的速度和运动轨迹相对于地面的运动关系。根据坐标系定义，通常情况下，直升机的飞行姿态是使用欧拉角 $\Theta = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$ 来描述的。欧拉角的向量计算方式由机体坐标系和地面坐标系之间的关系所确定。如图 2-12 所示。

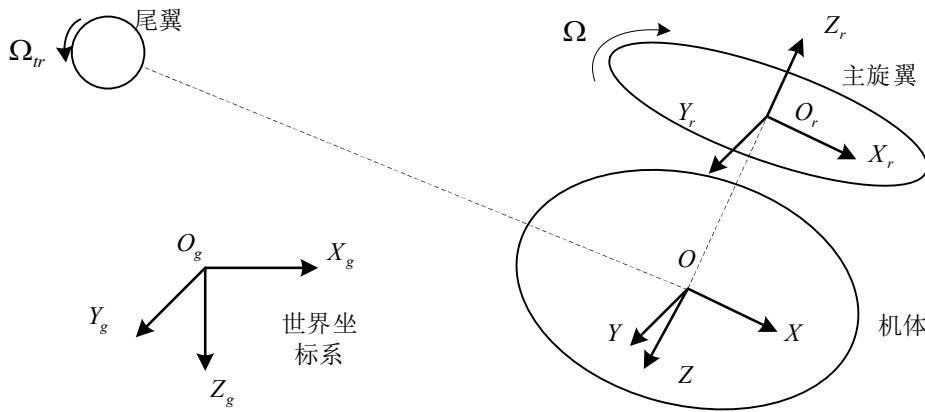


图 2-12 直升机机体坐标系简图

图中，世界坐标系的原点 O_g 为地面上的任意一点，且水平面上的任意方向为 $O_g X_g$ 轴的正方向。 $O_g Z_g$ 轴垂直于水平面，且正方向指向地心，而 $O_g Y_g$ 轴的正方

向由右手定则确定，并垂直于 $O_g X_g Z_g$ 平面。机体坐标系 $OXYZ$ 与机体固连，机体坐标系 $OXYZ$ 的原点 O 为直升机的质点。 OX 轴平行于直升机的对称平面，且指向机身前方。 OZ 轴与桨毂轴平行，向上为正。 OY 轴垂直于 OXZ 平面，方向遵循右手定则。

当世界坐标系与机体坐标系原点相同时，两坐标系之间可通过使用欧拉角的定义，采用三次旋转进行相互转换。将世界坐标系 $O_g X_g Y_g Z_g$ 按照“ZYX”的顺序旋转，首先绕 $O_g Z_g$ 轴旋转得到过渡坐标系 $O_g X'Y'Z_g$ ，然后由过渡坐标系 $O_g X'Y'Z_g$ 绕 OY' 轴旋转得到过渡坐标系 $O_g XY'Z'$ ，最终由过渡坐标系 $O_g XY'Z'$ 绕 OX 轴旋转得到机体坐标系 $OXYZ$ 。

绕 $O_g Z_g$ 轴旋转 ψ 得到的旋转矩阵为：

$$R(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

绕 OY' 轴旋转 θ 得到的旋转矩阵为：

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

绕 OX 轴旋转 φ 得到的旋转矩阵为：

$$R(\varphi) = \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 & -\sin \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \varphi & 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

从世界坐标系到机体坐标系的旋转矩阵为：

$$\begin{aligned} R_g^b &= R(\psi)R(\theta)R(\varphi) \\ &= \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 & -\sin \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \varphi & 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \sin \varphi \sin \theta \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi & \cos \varphi \sin \theta \cos \psi - \sin \varphi \sin \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \sin \varphi \sin \theta \sin \psi + \cos \varphi \cos \psi & \cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi \\ -\sin \theta & \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-29)$$

机体坐标系与桨毂坐标系之间可进行相互转换，由于机体坐标系 OZ 轴和桨毂坐标系 $O_r Z_r$ 轴的方向相同，只需要桨毂坐标系只需要绕 $O_r Z_r$ 轴旋转方位角 φ_h 即可实现。因此，旋翼构造坐标系到机体坐标系的旋转矩阵为：

$$R_r^b = \begin{bmatrix} \cos \varphi_h & \sin \varphi_h & 0 \\ -\sin \varphi_h & \cos \varphi_h & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

2.3.2 机体动力学建模

根据 2.2.2 节可得桨叶坐标系下的叶素气动力可表示为：

$$dF_b = [dL_b \quad 0 \quad dL_b]^T \quad (2-31)$$

直升机桨叶的桨叶坐标系向机体坐标系转换矩阵如下式所示：

$$R_s^b = R_s^r R_r^b \quad (2-32)$$

由式(2-31)与式(2-32)可得叶素气动力在机体坐标系内的表达为：

$$dF_n = R_s^b dF_b = [dF_{xd} \quad dF_{yd} \quad dF_{zd}]^T \quad (2-33)$$

式中， dF_x 、 dF_y 、 dF_z 分别为机体受主旋翼俯仰力、翻滚力以及拉力的基本单元。

以机体坐标系 X 、 Y 、 Z 轴的正方向为正。将这些基本单位的力进行积分，取平均值，之后可根据桨叶的数量得到主旋翼产生的气动力和力矩：

旋翼俯仰力：

$$X_F = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{L_B} dF_{xd} d\varphi_h \quad (2-34)$$

旋翼翻滚力：

$$Z_F = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{L_B} dF_{yd} d\varphi_h \quad (2-35)$$

旋翼拉力：

$$Y_F = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{L_B} dF_{zd} d\varphi_h \quad (2-36)$$

翻滚力矩：

$$M_x = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{L_B} (|dF_{zp}| - |dF_{zn}|) r \sin \varphi_h d\varphi_h \quad (2-37)$$

俯仰力矩：

$$M_y = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{L_B} (|dF_p| - |dF_n|) r \sin \varphi_h d\varphi_h \quad (2-38)$$

偏航力矩：

$$M_z = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{L_B} r \times dD_b d\varphi_h \quad (2-39)$$

则直升机在飞行时所受的力 F 和力矩 M 可写为：

$$\left\{ \begin{array}{l} F = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_F - mg \sin \theta \\ Y_F + F_{tr} + mg \sin \varphi \cos \theta \\ Z_F + mg \sin \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \\ M = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z + M_{tr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2-40)$$

式中, m 为无斜盘直升机的质量, F 、 M 分别为作用在机体上的外力和外力矩。其中, F_x 、 F_y 、 F_z 表示主旋翼产生的气动力在机体坐标系的 X 轴、Y 轴、Z 轴三个分量, M_x 、 M_y 、 $M_z + M_{tr}$ 表示旋翼产生的气动力矩在机体坐标系的俯仰、翻滚、偏航三个分量。

根据基本运动学原理^[37-38], 在机体坐标系下的运动方程可写为:

$$\left\{ \begin{array}{l} F = m\dot{V} + \omega \times mV \\ M = I\dot{\omega} + \omega \times I\omega \end{array} \right. \quad (2-41)$$

式中: I 为整机的惯性张量。 $V = [u \quad v \quad w]^T$, $\omega = [\omega_x \quad \omega_y \quad \omega_z]^T$ 分别为无斜盘直升机在机体坐标系下的速度和角速度矢量。将上式展开成标量形式并进行转换, 即可得到无斜盘直升机的六自由度刚体动力学方程:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} rv - qw \\ pw - ru \\ qu - pv \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} = I^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z + M_{tr} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \times I \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \right\} \end{array} \right. \quad (2-42)$$

无斜盘直升机的姿态动力学方程为:

$$\dot{\Theta} = R(\Theta)\omega \quad (2-43)$$

展开可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \varphi \tan \theta & \cos \varphi \tan \theta \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi \sec \theta & \cos \varphi \sec \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

2.4 本章小结

本章首先详细讨论了微型无斜盘直升机的飞行原理, 并阐述了其机械结构的

设计流程,对整体机械结构进行设计。之后,采用叶素理论对主旋翼进行分析计算,在此基础上,进行桨叶动力学的建模,得到主旋翼和尾翼的空气动力学模型。最后,通过应用桨叶的动力学模型和牛顿-欧拉建模方程中的刚体动力学部分,可以对整个直升机进行力和力矩分析,得出描述直升机姿态运动的数学方程。

第3章 主旋翼驱动器设计

传统的磁场定向控制方法虽然能够实现对无刷直流电机的转矩控制，但非正弦磁场下的无刷直流电机的电磁转矩与反电动势归一化函数有关，因此，本文引入一种改进的磁场定向控制算法来消除反电动势对转矩的影响。在改进控制算法的作用下，无刷直流电机近似等效为有刷直流电机，可按照控制直流电机的方法在改进磁场定向控制的基础上进行速度闭环的周期变速控制。

3.1 无刷直流电机的数学模型

为分析直流无刷电机的电机性能，需建立电机的参数模型以及等效电路。但无刷直流电机的反电动势和电枢电流的波形都不是正弦波，不易用交流向量表示，为了简化分析，直接采用无刷直流电机的实际时间变量来建立数学模型并列写方程^[39]。同时在允许的范围内做出如下假设：

- (1)不考虑涡流的损耗以及电机的铁芯饱和；
- (2)忽略电枢反应的影响；
- (3)电枢导体均匀的分布在电枢表面，不考虑电机的齿槽效应。

经过以上的简化处理后，可得到无刷直流电机的等效电路图，如图3-1所示。

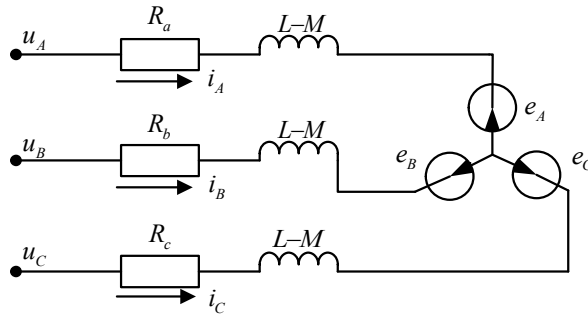


图 3-1 无刷直流电机等效电路图

根据等效电路图，可得到定子三相绕组的电压方程：

$$\begin{cases} u_A = R_a i_A + L_s \frac{di_A}{dt} + e_A \\ u_B = R_a i_B + L_s \frac{di_B}{dt} + e_B \\ u_C = R_a i_C + L_s \frac{di_C}{dt} + e_C \end{cases} \quad (3-1)$$

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (3-2)$$

式中： u_A 、 u_B 、 u_C 和 i_A 、 i_B 、 i_C 分别为 A、B、C 三相的相电压和相电流； e_A 、 e_B 、 e_C 是 A、B、C 三相的反电动势； R 、 L 、 M 分别是 A、B、C 三相绕组的自感和互感。

$$\begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} = K_e \omega \begin{bmatrix} f_a(\theta_e) \\ f_b(\theta_e) \\ f_c(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

式中： K_e 是磁通常数， ω 是电机转子角速度， θ_e 为电机转子电角度， $f(\theta_e)$ 是给出的反电动势归一化函数。理想情况下，无刷直流电机产生的反电动势归一化函数如图 3-2 所示：

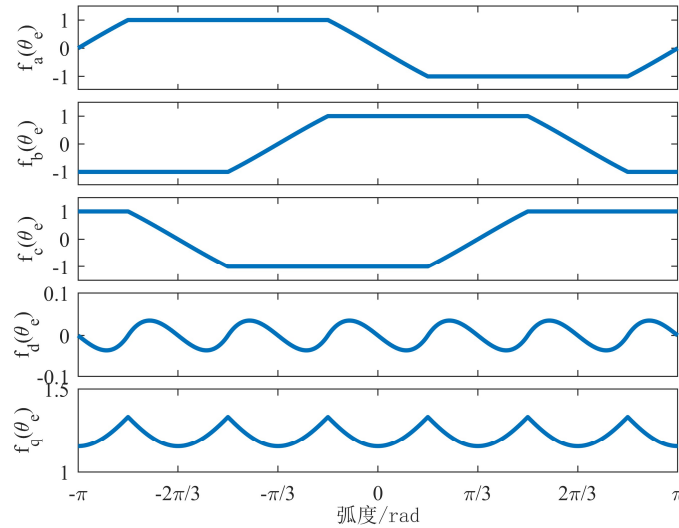


图 3-2 反电动势归一化函数图

理想情况下的反电动势归一化函数可以用傅里叶级数表示为：

$$f_a(\theta_e) = -\{a_1 \sin(\theta_e) + a_3 \sin(3\theta_e) + a_5 \sin(5\theta_e) + \dots\} \quad (3-4)$$

转子的运动方程和电磁转矩方程为：

$$J \frac{d\omega}{dx} = T - T_L - K_\omega \omega \quad (3-5)$$

$$T = \frac{(e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C)}{\omega} \quad (3-6)$$

式中： T 为电磁转矩； T_L 为负载转矩； K_ω 为粘滞转矩系数； J 为转动惯量。

3.2 无刷直流电机的周期变速控制

3.2.1 传统磁场定向控制

在无刷直流电机的传统磁场定向控制中，使用三相静止坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系以及 dq 同步旋转坐标系来描述无刷直流电机的等效模型。其中，电机的三个绕组轴线方向分别用三相静止坐标系中的 A 、 B 、 C 轴来表示，轴与轴之间相隔 120 度。三相静止坐标系通过坐标变换得到 $\alpha\beta$ 坐标系，其中 $\alpha\beta$ 坐标系中的 α 轴与三相静止坐标系 A 轴方向一致， β 轴超前 α 轴 90 度电角度。与 $\alpha\beta$ 坐标系不同的是， dq 同步旋转坐标系是一种根据转子电角度 θ_e 的变化而旋转的坐标系。其中， d 轴的方向始终与永磁体 N 极的方向保持一致，同时永磁体 N 极的方向也是绕组轴线方向，而 dq 同步旋转坐标系中的 q 轴始终超前 d 轴 90 度电角度^[40]，由此可得到 q 轴与 d 轴在同步旋转坐标系下始终随着转子永磁体同步旋转，因此可以方便的描述电机的磁场定向控制^[41]。无刷直流电机在这些坐标系下的等效模型示意图如图 3-3 所示。

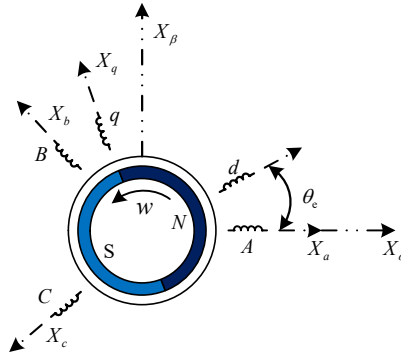


图 3-3 无刷直流电机定子和转子参考系示意图

磁场定向控制的原理是基于公式(3-1)给出的系统向量 $X = u$ 、 i 、 e 、 $f(\theta_e)$ ，通过式(3-7)将静止坐标系下的 X_{abc} 通过 Clark 变换转化为 $\alpha\beta$ 坐标系下的 $X_{\alpha\beta}$ ，然后进行 Park 变换将 $X_{\alpha\beta}$ 转化为 dq 旋转坐标系下的 X_{dq} ，实现对转矩的独立控制。

$$X_{dq0} = T_p(\theta_e) T_c X_{abc} \quad (3-7)$$

$$X_{abc} = T_c^{-1} T_p^{-1}(\theta_e) X_{dq0} \quad (3-8)$$

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

$$T_p(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

其中，式(3-9)表示 Clark 变换，式(3-10)表示 Park 变换，与无刷直流电机不同的是，在永磁同步电机中，三相静止坐标系下的交流量经过一系列坐标变换后变为 dq 同步旋转坐标系下的直流量，实现了转矩与反电动势的解耦。

将式(3-3)和式(3-7)带入到式(3-6)中可得到无刷直流电机在 dq 同步旋转坐标系下的电磁转矩方程。

$$T = \frac{3}{2} K_e (f_d(\theta_e) i_d + f_q(\theta_e) i_q) \quad (3-11)$$

式中： $f_d(\theta_e)$ 、 $f_q(\theta_e)$ 表示旋转坐标系下 d 、 q 轴的反电动势归一化函数； i_d 和 i_q 表示旋转坐标系下 d 、 q 轴的电流；其中 $f_d(\theta_e)$ 和 $f_q(\theta_e)$ 的波形如图 3-2 所示。

根据式(3-11)可以得到，非正弦磁场下的无刷直流电机的电磁转矩与旋转坐标系下的反电动势归一化函数以及电流有关。若采用 $i_d = 0$ 控制，传统的磁场定向控制方法虽然能够实现对无刷直流电机的转矩控制，但没有实现电磁转矩与 q 轴电流的解耦，电机的电磁转矩同时与反电动势归一化函数有关。因为反电动势是非正弦的，经坐标变换后的 $f_q(\theta_e)$ 仍然是与转子有关的变量，因此为得到恒定的转矩需要 q 轴电流不断的改变。

3.2.2 改进磁场定向控制的无刷直流电机周期变速控制

为了消除反电动势对转矩的影响，本文引入伪 Park 变换矩阵：

$$T_p^* = \frac{1}{k(\theta_e)} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + u(\theta_e)) & \sin(\theta_e + u(\theta_e)) & 0 \\ -\sin(\theta_e + u(\theta_e)) & \cos(\theta_e + u(\theta_e)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

式中： $k(\theta_e)$ 称为幅值变换因子； $u(\theta_e)$ 为角度变换因子。由此可得到一个

改进的旋转坐标系 DQ:

$$\begin{cases} X_{dq0}^* = T_p^*(\theta_e) T_c X_{abc} \\ X_{abc} = T_p^{*-1}(\theta_e) T_c X_{dq0}^* \end{cases} \quad (3-13)$$

DQ 旋转坐标系变换示意图可以更好的描述伪 Park 变换矩阵的原理, 如图 3-4 所示。

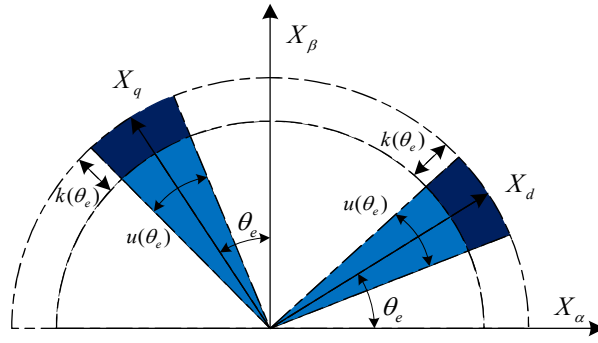


图 3-4 DQ 旋转坐标系变换示意图

其中幅值变换因子 $k(\theta_e)$ 和角度变换因子 $u(\theta_e)$ 是随电角度 θ_e 变换的参数, 可定义为:

$$\begin{cases} k(\theta_e) = \frac{1}{\sqrt{f_d^2(\theta_e) + f_q^2(\theta_e)}} \\ u(\theta_e) = -\tan^{-1} \frac{f_d(\theta_e)}{f_q(\theta_e)} \end{cases} \quad (3-14)$$

三相静止坐标系下的反电动势归一化函数 $f_a(\theta_e)$ 、 $f_b(\theta_e)$ 、 $f_c(\theta_e)$ 经过 Clark 变换和伪 Park 变换之后可得到 DQ 同步旋转坐标系的反电动势归一化函数: $f_d^*(\theta_e) = 0$ 、 $f_q^*(\theta_e) = 1/k^2(\theta_e)$ 。由此在 DQ 旋转坐标系下, 将式(3-13)和式(3-3)带入式(3-6)中可得到电磁转矩方程:

$$T = \frac{3}{2} K_e k^2(\theta_e) \begin{bmatrix} f_d^*(\theta_e) \\ f_q^*(\theta_e) \\ f_0^*(\theta_e) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

在采用 $i_q^* = 0$ 控制的情况下, 改进的磁场定向控制算法可以实现转矩与 Q 轴电流的解耦, 转矩仅与电流 i_d^* 的大小有关^[42-43]。之后, 将式(3-13)带入式(3-1)中可得到相应的 DQ 旋转坐标系下的电压方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + \omega L_s \frac{1}{k(\theta_e)} \frac{dk(\theta_e)}{d\theta_e} & -\omega L_s (1 + \frac{du(\theta_e)}{d\theta_e}) \\ -\omega L_s (1 + \frac{du(\theta_e)}{d\theta_e}) & R + \omega L_s \frac{1}{k(\theta_e)} \frac{dk(\theta_e)}{d\theta_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L-M & 0 \\ 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \omega K_e \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{k^2(\theta_e)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-16)$$

式中： u_d^* 、 u_q^* 、 i_d^* 、 i_q^* 分别为扩展参考系下的经伪 Park 变换得到的电流和电压。

其中的交叉耦合项可表示为：

$$\begin{bmatrix} u_{dec}^* \\ u_{qec}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega L_s \frac{1}{k(\theta_e)} \frac{dk(\theta_e)}{d\theta_e} & -\omega L_s (1 + \frac{du(\theta_e)}{d\theta_e}) \\ -\omega L_s (1 + \frac{du(\theta_e)}{d\theta_e}) & \omega L_s \frac{1}{k(\theta_e)} \frac{dk(\theta_e)}{d\theta_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \omega K_e \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{k^2(\theta_e)} \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

在 DQ 旋转坐标系下的电压方程中，交叉耦合项是由转子电角度和定子电流共同决定的。这种交叉耦合会对传统的电流环控制性能产生较大的影响，因为其会导致传统的 PI 控制器在输出电压计算中需要考虑抵消反电动势、交直流电流控制以及 D 轴和 Q 轴之间的耦合项。PI 控制器输出电压通常分为三部分：一部分用于抵消反电动势，另一部分消除 D 轴和 Q 轴之间的耦合项，剩余部分则用于控制交直流电流^[44]。这种传统的控制方法使调节时间增加，在调节精度下降的同时，降低了系统的动态性能。因此引入电压前馈补偿的控制方法抵消式(3-16)中的耦合项,以此消除转速变化以及 $k(\theta_e)$ 、 $u(\theta_e)$ 变化对电流控制的影响，从而提高系统的性能^[45]。

基于以上理论分析，构建了无刷直流电机的改进后的磁场定向控制框图，如图 3-5 所示，控制系统主要由三相电压及电流采集单元、伪 Park 变换和 Clark 变换单元、幅值角度补偿单元、PI 控制器、SVPWM 占空比计算单元、电压型功率逆变电路等组成。

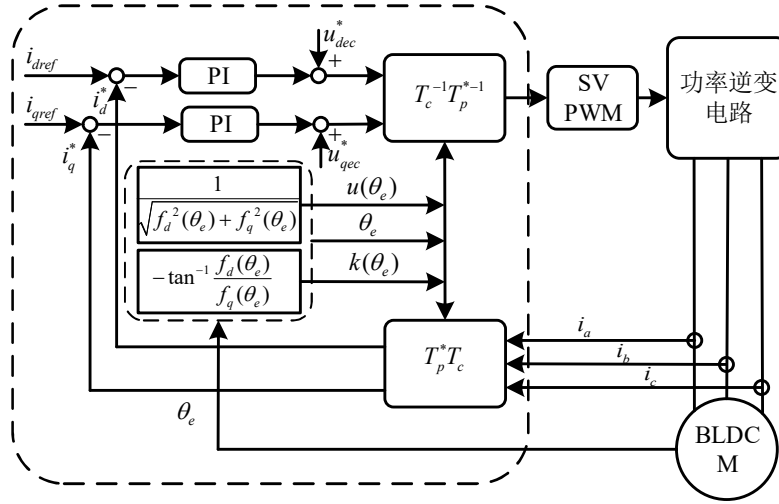


图 3-5 改进磁场定向控制框图

图中：电机的线电压 $u_{ab} = u_a - u_b$ 、 $u_{bc} = u_b - u_c$ ；相电流差 $i_{ab} = i_a - i_b$ 、 $i_{bc} = i_b - i_c$ ；去耦前馈电压 u_{dec}^* 和 u_{qec}^* 根据式(3-17)计算得到； i_{qref} 和 i_{dref} 分别是 DQ 旋转坐标系下 D 轴和 Q 轴的设定值，其中 $i_{dref} = 0$ ；为了计算 $k(\theta_e)$ 和 $u(\theta_e)$ ，需要借助反电动势滑模观测器，根据电机的磁通常数、转速、线电压 u_{ab} 、 u_{bc} 和相电流差 i_{ab} 、 i_{bc} 计算反电动势归一化函数^[46]。但为了节约计算资源，可根据电机电角度查询程序中预置的表格得到具体比例关系，其转子位置和反电动势归一化函数的关系如图 3-2 所示。

之后，在 MFOC 的基础上，为实现对无刷电机的速度进行精确控制，利用位置检测模块检测到的转子角度信息，来控制电机的速度，以此形成稳定的闭环控制系统，如图 3-6 所示：

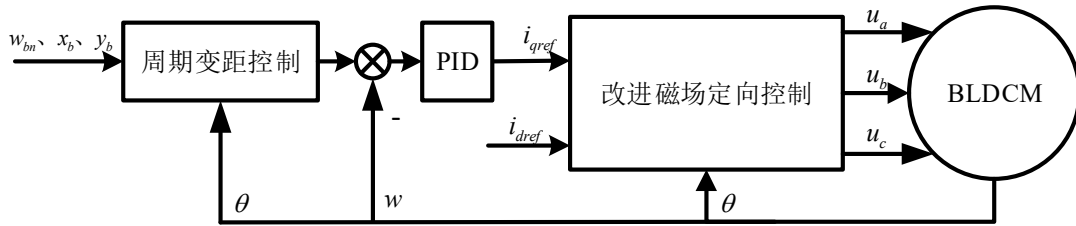


图 3-6 周期变速控制系统框图

当电机转子在旋转一周时，速度呈正弦变化。给定的速度量可通过下式计算得到：

$$w_b = w_{bn} + \sqrt{x_b^2 + y_b^2} \sin(\theta + \arctan(\frac{y_b}{x_b})) w_{bn} / k_b \quad (3-18)$$

式中， w_{bn} 表示设定的电机基础转速； x_b 、 y_b 为设定在电机 x 和 y 轴上的分量， θ

为位置检测模块检测到转子的机械角度； k_b 为正弦速度附加量增益系数。 $\sqrt{x_b^2 + y_b^2}$ 为正弦速度的附加量的幅度； $\arctan(y_b / x_b)$ 为正弦速度附加量的相位。

3.2.3 仿真实验

为了验证设计的可行性，根据图 3-5 改进磁场定向控制框图以及周期变速控制系统框图，在 MATLAB 中设计仿真模型，如图 3-7 所示。设置仿真的固定步长为 0.01us，仿真时间为 0.5s，电机运行转速为 $n = 1500r / \min$ ，负载转矩为 $T_L = 0.015N \cdot M$ ， x 轴的偏向量为 0， y 轴的偏向量为 0。

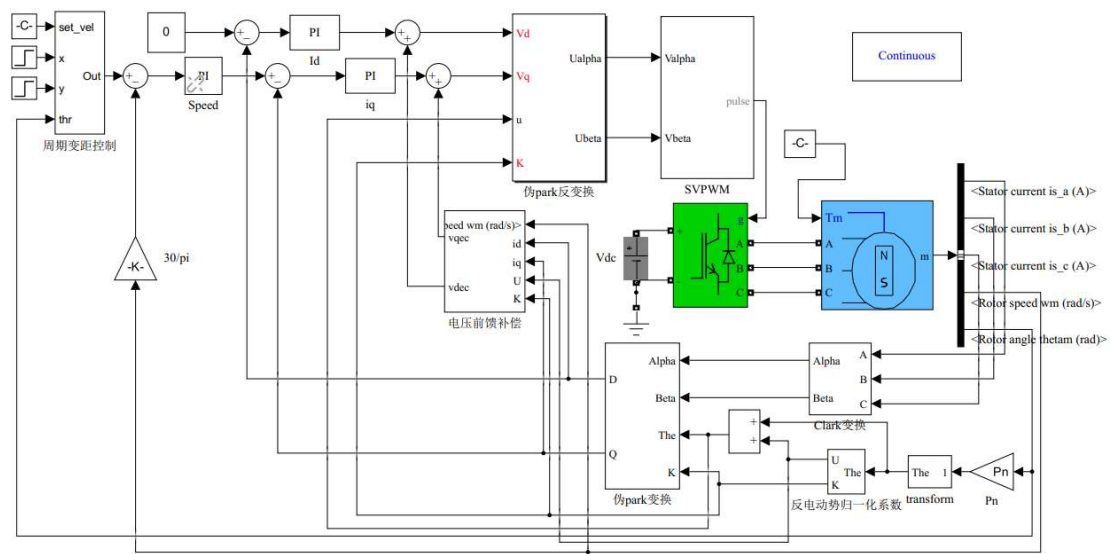


图 3-7 改进磁场定向控制的仿真模型搭建

其中，无刷直流电机的参数如表 3-1 所示。对传统磁场定向控制和为抑制转矩脉动而改进的磁场定向控制，在电流的总谐波失真和转矩脉动方面进行比较。

表 3-1 无刷直流电机的参数

序号	参数	参数值	序号	参数	参数值
1	额定电压 U / V	12	5	相电感 L / mH	0.013
2	额定功率 P / W	48.87	6	转子极对数 p	7
3	额定转速 $n / (r / \min)$	4800	7	转子直径 D / mm	28.6
4	相电阻 $R / m\Omega$	65	8	电机重量 m / g	53

为了量化转矩脉动，引入转矩脉动量化公式：

$$e_T \% = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_L} 100\% \tag{3-19}$$

式中： $T_{\max}$ 和 $T_{\min}$ 分别为无刷直流电机稳定后的转矩最大值和最小值。采用传统的磁场定向控制和改进的磁场定向控制得到的仿真波形如图 3-8 所示，仿真结果给出了 A 相实际相电流、A 相实际相电压、电机转子电角度、实际转矩。

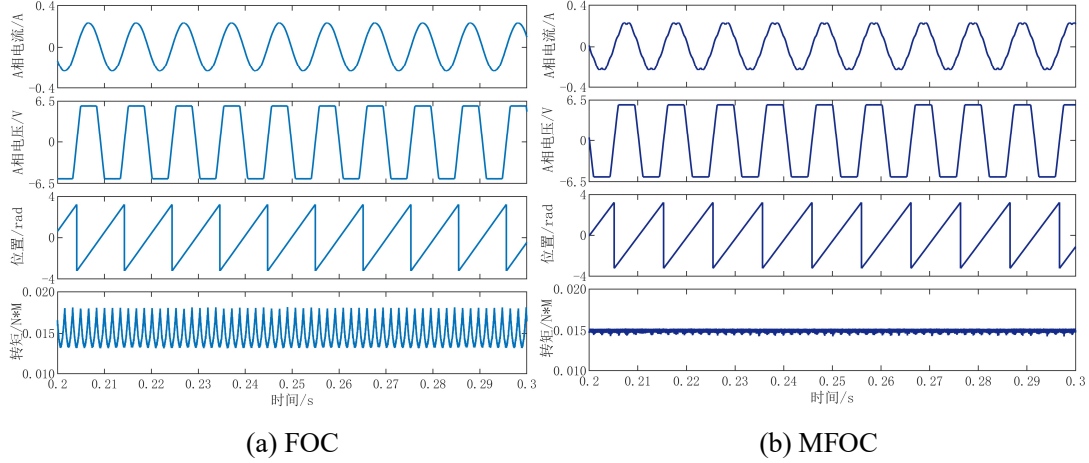


图 3-8 FOC 与 MFOC 对比图

从图中可以看出，传统的磁场定向控制的转矩脉动峰峰值为 $T_L = 0.005 N \cdot M$ ，在无刷直流电机稳定后的转矩最大值和最小值确定的情况下经过式(3-19)计算可得到对应的转矩脉动率 $e_T\%$ 为 33%。而改进的磁场定向控制的转矩脉动相对来说较小，其转矩脉动的峰峰值为 $T_L = 0.00054 N \cdot M$ ，对应的转矩脉动率 $e_T\%$ 为 3.6%。传统磁场定向控制的 A 相电流为失真的正弦波，而改进磁场定向控制中的电流波形呈“马鞍”波形。

如图 3-9 所示，改进后磁场定向控制下的 D 轴电流和 Q 轴电流均为直流量，无刷直流电机的数学模型在改进磁场定向控制下近似等效为直流电机模型。

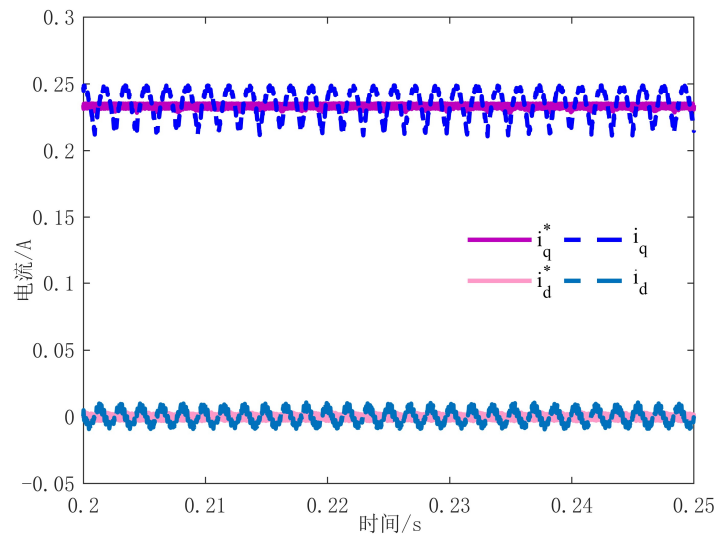


图 3-9 旋转坐标系下的电流仿真波形

设定基础转速为 1200rpm，x 轴的偏向量为 0，y 轴的偏向量为 0；当时间到达 0.05s 时，设定 y 轴的偏向量为 0.8，其余量不变；当时间为 0.15s 时，增加基础转速为 1500rpm，其余量不变。期望转速可根据式(3-18)计算得到，之后进行仿真。结果如图 3-10 所示：

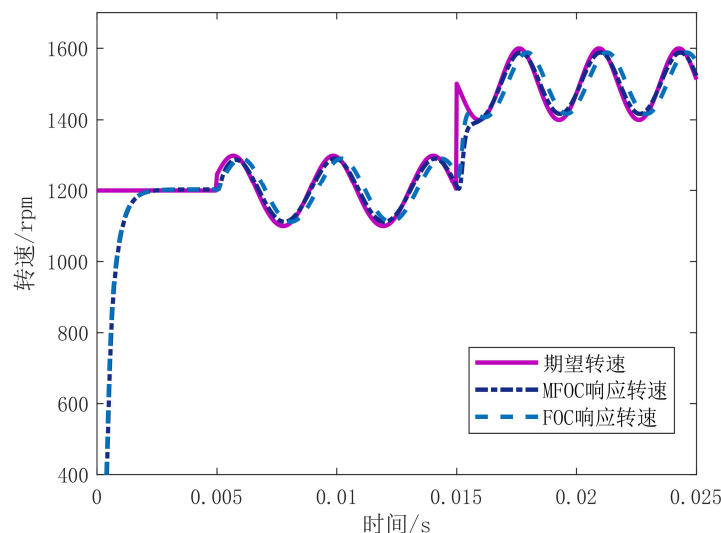


图 3-10 转速响应仿真结果

从图中可以看到，改进后周期变速控制系统可以完成对电机转速的控制，使电机在旋转一周时，转速有个高低速的变速过程。同时也表明，改进后的磁场定向控制的周期变速控制与传统的磁场定向控制相比，其响应转速与期望转速的相位滞后时间很小，其滞后范围在 -5% – 5% 之间。

3.3 主旋翼驱动器系统设计

3.3.1 主旋翼驱动器硬件设计

驱动器的硬件系统主要由驱动电路、三相电流采集电路、位置检测电路、主控芯片以及 BLDCM 组成，如图 3-11 所示。

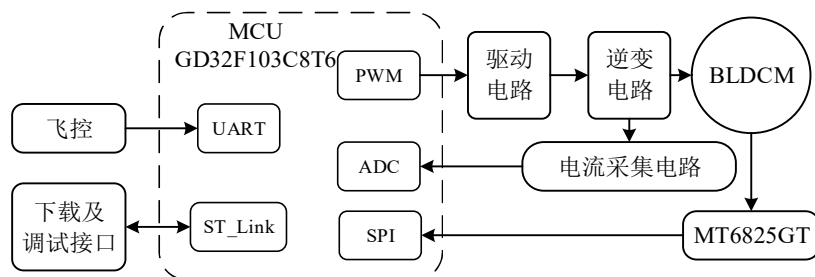


图 3-11 硬件系统总体框架

驱动器的主控芯片采用国产芯片 GD32F103，其运行频率可达 108MHz，与现有产品相比，相同频率下的代码执行效率提高 30%至 40%。MT6825GT 磁编码器芯片感应固定在电机主轴上的径向磁铁的磁场信息来进行编码，如图 3-12 所示。无刷直流电机的角度获取是芯片通过高速串行外设接口(Serial Peripheral Interface, SPI)读取磁编码器芯片内部计算的角度数据，主控芯片对实时采集的角度信息进行相应的处理，计算出实时转速^[47]。

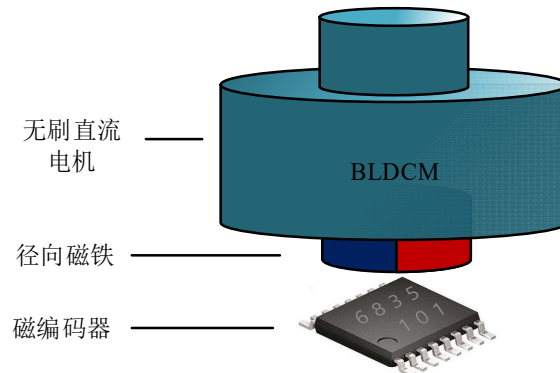


图 3-12 MT6825GT 传感器布置方案

系统利用 FD6288 芯片来驱动逆变电路，芯片内置直通防止功能，可避免高低侧场效应管因直通而损坏。逆变电路主要是由 6 个金属氧化物半导体场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, MOSFET)组成，如图 3-13 所示，通过驱动电路输出的六路互补的 PWM 波将直流电逆变为无刷直流电机所需的三相正弦交流电。

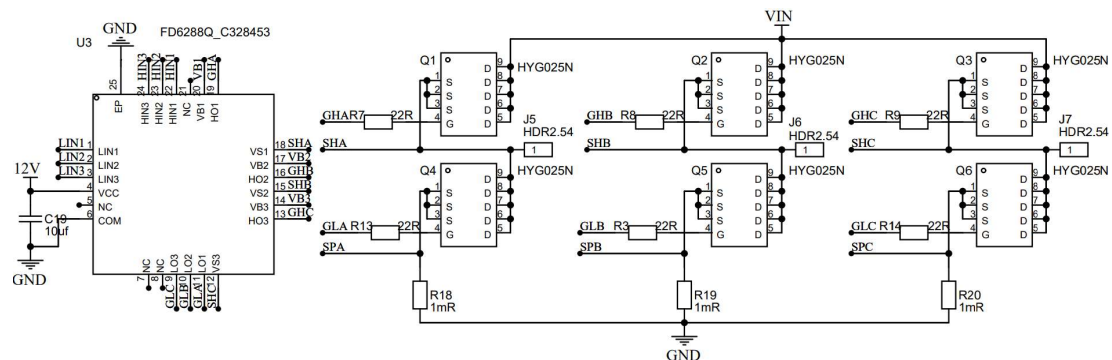


图 3-13 电机驱动电路

三相电流的获取是由运算放大器组成的差分放大电路采集下桥臂场效应管导通时采样电阻两端的电压，如图 3-14 所示，采用的是 LMV324IPWR 四通道放大器芯片，支持 2.7v-5V 的单电源供电，单位增益带宽达 1MHz。之后，再利用主控芯片自身所带的模拟数字转换器(Analog to Digital Converter, ADC)将三相电

流采集电路得到的模拟信号转化为芯片所需的数字信号。

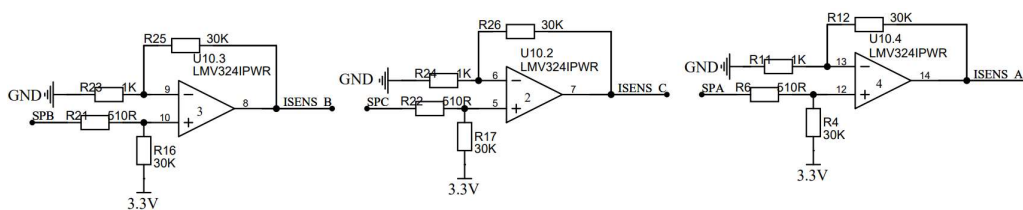


图 3-14 三相电流采集电路

供电电路主要包括 24V 转 12V 稳压电路、12V 转 5V 稳压电路以及 5V 转 3.3V 稳压电路。如图 3-15 所示，本文采用 XL7005A 芯片实现 24V 转 12V 稳压电路，采用 LM1117S-5v 稳压芯片实现 12V 转 5V 稳压电路，采用 LP5907 稳压芯片实现 5V 转 3.3V 稳压电路。

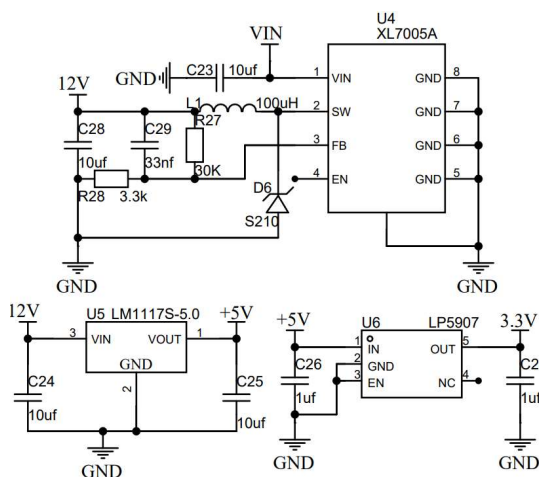
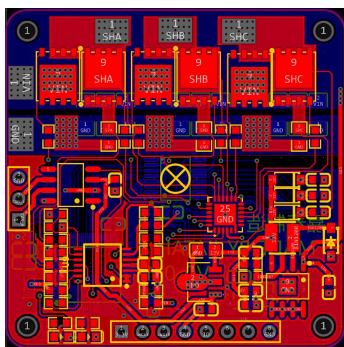
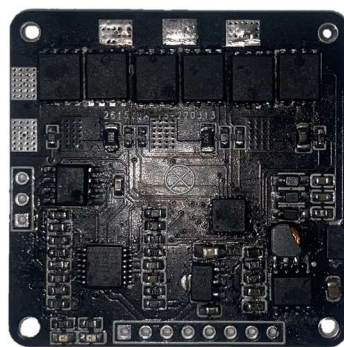


图 3-15 电源电路

在完成芯片选型的基础上，对电机驱动器的原理图进行绘制，并完成了 PCB 板的布局走线,之后打印电路板，完成元器件的焊接工作。其电机驱动电路 PCB 图与实物图如图 3-16 所示。



(a)驱动电路 PCB 图



(b)驱动电路实物图

图 3-16 主旋翼驱动电路 3D 图与实物图

3.3.2 主旋翼驱动器软件开发

主旋翼驱动系统由驱动控制、电流采集、速度环电流环调节、转子角度读取组成。为了最大化利用主控芯片的资源，控制程序可分为主程序和中断程序两个部分。

如图 3-17 所示，系统运行时首先开始进行 GD32 的初始化进程，该过程包括时钟初始化、串口初始化、定时器初始化、ADC 初始化以及 IIC 初始化等。系统在初始化完成后进入主循环，主循环程序首先读取由串口中断接收到的数据，然后再根据接收到的数据结合转子位置进行周期变速计算，计算后得到的值在系统进入中断后处理。系统判断是否有 ADC 中断请求，如无中断请求，则进入主循环等待函数，如有中断请求，则进入 ADC 中断。

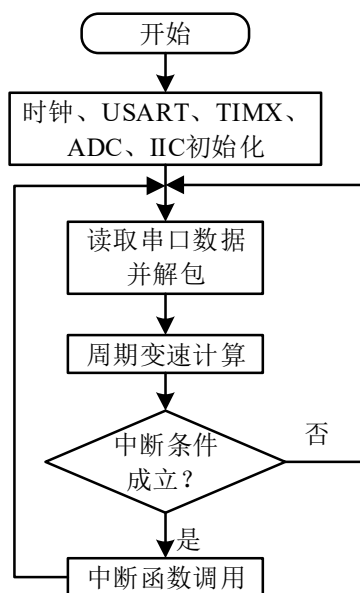


图 3-17 主程序流程图

为了更精确的控制电机，将改进磁场定向控制程序放在 ADC 中断里。当 ADC 获取完无刷直流电机三相电流值的数据时，系统进入中断程序，中断程序调用函数实现电流值和转子角度的获取、改进磁场定向控制的坐标转换、电压补偿计算、转速电流闭环控制计算以及 SVPWM 计算，最后主控芯片根据计算结果输出对应的六路互补的 PWM 波。

3.4 本章小结

本章首先对无刷直流电机的数学模型进行分析，在传统磁场定向控制的基础

上引入一种改进磁场定向控制的无刷直流电机周期变速运动的方法。改进后的磁场定向控制下 D 轴电流和 Q 轴电流均为直流量，无刷直流电机的数学模型在改进磁场定向控制下近似等效为直流电机模型，可按照控制直流电机的方法在改进磁场定向控制的基础上进行速度闭环的周期变速控制。之后针对改进的磁场定向控制的算法在 MATLAB/SIMULINK 上进行仿真实验，验证其算法的可行性。最后，对主旋翼驱动系统的进行硬件选型和电路设计，完成了 PCB 图的设计，并制作出实物，同时，在主旋翼驱动系统的硬件基础上，完成了系统的主程序和中断程序的软件设计。

第4章 微型无斜盘直升机飞行控制系统

飞行控制系统是微型无斜盘直升机控制飞行的关键部分^[48]，由于主旋翼控制系统中采用磁编码器来获取电机的位置，其中含有径向磁铁会对磁力计产生影响。因此，与传统直升机飞行控制系统不同的是，本文的飞控系统不包含磁力计，仅通过陀螺仪和加速度计来完成直升机姿态的测量。结合微型无斜盘直升机的运动特性，为获取精确的直升机姿态，在传统扩展卡尔曼滤波的基础上，提出一种改进的扩展卡尔曼滤波算法。同时进行仿真实验，验证算法的可行性，之后针对所设计的控制器进行数值仿真，验证所设计控制器的有效性。

4.1 基于多传感器融合的姿态估计算法

4.1.1 改进扩展卡尔曼滤波算法

长时间运行的陀螺仪会导致误差逐渐累积，影响数据准确性，加速度计虽然可以纠正陀螺仪的长时间积分导致的角度误差，但受到噪音的干扰较大。此外，将两者数据融合也无法精确计算航向角。因此，只能通过扩展卡尔曼滤波算法获取直升机的翻滚角和俯仰角^[49]。

扩展卡尔曼滤波算法通过线性化状态观测对非线性系统进行处理，因此具有出色的动态性能，只需使用参数矩阵即可进行计算，不会降低估算的准确度^[50]。由于欧拉角可能在某些情况下遇到死锁问题，求解微分方程的过程计算较大，因此采用四元数来表征姿态信息，由此引入四元数矩阵 $q = [q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3]^T$ ，可以得到三轴旋转角所对应四元数。

$$q = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 k \quad (4-1)$$

式中： q_0 、 q_1 、 q_2 、 q_3 是实数， i 、 j 、 k 表示虚数单位。将 q 通过三个方向的旋转，再经过矩阵旋转运算可得欧拉转换矩阵 R_g^b 。通过将陀螺仪和加速度计的三轴输出数据转换为世界坐标系，使用旋转矩阵表示四元数，可以帮助进行姿态解算，最终得到欧拉角，从而实现进一步的闭环姿态控制等操作。

$$\begin{aligned}
 R_g^b &= \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \sin \varphi \sin \theta \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi & \cos \varphi \sin \theta \cos \psi - \sin \varphi \sin \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \sin \varphi \sin \theta \sin \psi + \cos \varphi \cos \psi & \cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi \\ -\sin \theta & \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1 q_2 - q_0 q_3) & 2(q_1 q_3 + q_0 q_2) \\ 2(q_1 q_2 + q_0 q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2 q_3 - q_0 q_1) \\ 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) & 2(q_2 q_3 + q_0 q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (4-2)$$

四元数表示的姿态角可以通过变换矩阵和旋转矩阵计算得出：

$$\begin{cases} \theta = \arctan\left(-\frac{2(q_1 q_3 - q_0 q_2)}{q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2}\right) \\ \varphi = \arcsin(2q_2 q_3 + 2q_0 q_1) \\ \psi = \arctan\left(\frac{2(q_1 q_2 - q_0 q_3)}{q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2}\right) \end{cases} \quad (4-3)$$

扩展卡尔曼滤波算法姿态解算部分主要分为两个过程，预测过程和测量过程，其对应公式如下式所示：

$$\begin{cases} \hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, w_{k-1}) \\ P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \end{cases} \quad (4-4)$$

$$\begin{cases} K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \\ \hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - h(\hat{x}_k^-, v_k)) \\ P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \end{cases} \quad (4-5)$$

式中： $\hat{x}_k^-$ 、 $\hat{x}_k$ 与 z_k 分别是 k 时刻的预测状态矩阵、系统状态估计值和观测变量， A_k 、 W_k 是 k 时刻的预测过程雅克比矩阵， H_k 、 V_k 是 k 时刻的测量雅克比矩阵， Q_k 、 R_k 是 k 时刻的过程与测量的误差协方差矩阵。其中，非线性状态空间方程 $f(\cdot)$ 和 $h(\cdot)$ 将过去 $k-1$ 时刻与 k 时刻的状态变量与观测变量联系在一起。

首先，通过在前文中分析惯性传感器的特性，采用陀螺仪信号作为计算姿态角的主要原始信息，采用加速度计对此姿态角信息进行误差校正。由此可建立非线性状态方程：

$$x = Q_q = [q_0 \quad q_1 \quad q_2 \quad q_3]^T \quad (4-6)$$

式中： Q_q 为四元数矩阵， ω_b 表示角速度测量偏差矩阵。在时间预测过程中，通过一阶龙格库塔法将陀螺仪测得的三轴角速度矢量转化为四元数形式，进行首次估计，并进行离散化处理：

$$Q_{q,k} = Q_{q,k-1} + \frac{\Delta T}{2} \cdot Q_{q,k-1} \cdot \omega_{k-1} = \begin{bmatrix} q_0 & -q_1 & -q_2 & q_3 \\ q_1 & q_0 & -q_3 & q_2 \\ q_2 & q_3 & q_0 & -q_1 \\ q_3 & q_2 & q_1 & q_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \Delta T \omega_x / 2 \\ \Delta T \omega_y / 2 \\ \Delta T \omega_z / 2 \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

理想情况下陀螺仪的误差模型为：

$$\hat{\omega} = \omega + \omega_b + W_\omega \quad (4-8)$$

其中， $\hat{\omega}$ 为陀螺仪的实际测量值， ω 为陀螺仪理想情况下的实际值， W_ω 为高斯白噪声。假设角速度和角速度偏置误差在两次采样间隔内变化不大，非线性状态空间方程可以更新为：

$$f(x_{k-1}) = [Q_{q,k}] = \left[Q_{q,k-1} + \Delta T \frac{Q_{q,k-1}}{2} (\omega_{k-1} - \omega_{b,k-1}) \right] \quad (4-9)$$

由此可得到雅克比矩阵 A_k 为：

$$A_k = \frac{\partial f(x_{k-1})}{\partial x_{k-1}} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\Delta T \omega_x}{2} & -\frac{\Delta T \omega_y}{2} & -\frac{\Delta T \omega_z}{2} \\ \frac{\Delta T \omega_x}{2} & 1 & \frac{\Delta T \omega_z}{2} & -\frac{\Delta T \omega_y}{2} \\ \frac{\Delta T \omega_y}{2} & -\frac{\Delta T \omega_z}{2} & 1 & \frac{\Delta T \omega_x}{2} \\ \frac{\Delta T \omega_z}{2} & \frac{\Delta T \omega_y}{2} & -\frac{\Delta T \omega_x}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

在扩展卡尔曼滤波中采用加速度计三轴的输出当作系统观测量,加速度计的输出模型为：

$$\hat{a} = a + a_b + W_a \quad (4-11)$$

式中， $\hat{a}$ 为加速度计的实际测量值， a 为加速度计理想情况下的实际值， W_a 为高斯白噪声， a_b 表示加速度测量偏差矩阵。设定观测变量为： $z_k = [a_{x,k} \ a_{y,k} \ a_{z,k}]$ ，

则在世界坐标系下的参考分量为 $[a_g^x \ a_g^y \ a_g^z]^T = [0 \ 0 \ g]^T$ 。则机体坐标系下的加速度分量可经过世界坐标系的加速度分量经坐标变化得到：

$$z_k = h(x_k) = \begin{bmatrix} \hat{a}_{x,k} \\ \hat{a}_{y,k} \\ \hat{a}_{z,k} \end{bmatrix} = R_g^b \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2g(q_1 q_3 - q_0 q_2) \\ 2g(q_2 q_3 + q_0 q_1) \\ g(q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2) \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

由此可得到观测雅克比矩阵：

$$H_k = \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} = \begin{bmatrix} -2gq_2 & 2gq_3 & -2gq_0 & 2gq_1 \\ 2gq_1 & 2gq_0 & 2gq_3 & 2gq_2 \\ 2gq_0 & -2gq_1 & -2gq_2 & 2gq_3 \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

由此，状态方程与测量方程之间就能建立联系，姿态更新可进入循环。

由于直升机的主旋翼采用周期变速控制，其面临强抖动，高运动加速度等问题。为保证飞行的稳定性和姿态解算的精确性，在传统的扩展卡尔曼滤波的基础上，加入无限脉冲响应（Infinite Impulse Response, IIR）滤波器^[51]以及变噪声处理，以提高姿态解算的精确性。

(1) IIR 滤波器

通过在扩展卡尔曼滤波器中引入 IIR 滤波器，采用巴特沃斯低通滤波器（Butter worth filter, BF）对数据进行预处理，可以有效地抑制系统受到瞬间强扰动时的影响，使后验估计值更加准确，且能平滑处理扰动量到正常测量之间的过渡，提高数据在扰动瞬间的可信度。采用阻尼比为 1.414，截止频率为 20Hz 的巴特沃斯滤波器，其传递函数为：

$$H(s) = \frac{\omega_h}{\omega_h^2 s^2 + 1.414\omega_h s + \omega_h} \quad (4-14)$$

式中： ω_h 是模拟滤波器的截止频率。之后利用双线性变换进行离散化处理，可得：

$$s = 2f_s \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4-15)$$

式中： f_s 是采样频率。在得到模拟滤波器的截止频率之后，可推出数字滤波器的截止频率：

$$\omega_h = 2f_s \tan\left(\frac{f_d}{f_s}\right) \quad (4-16)$$

式中： f_d 表示数字滤波器的截止频率。由此可得到 IIR 滤波器在离散域下的传递函数：

$$H(z) = \frac{(\tan(\frac{\pi f_d}{f_s}))^2}{[(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}})^2 + 1.414(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}})\tan(\frac{\pi f_d}{f_s}) + (\tan(\frac{\pi f_d}{f_s}))^2]} \quad (4-17)$$

再由 $H(z) = Y(z) / X(z)$ 即可得出控制器的差分方程，编入代码即可实现；其滤波特点是在通频带中频率响应几乎没有起伏，这也就保证信号的原始值不会被滤

波器所衰减，最大限度地还原原始信号。为了尽可能还原原始信号，采用巴特沃斯滤波器。在滤波器的阻频带中，信号的幅频响应随频率升高而递减，直至无限小。选择二阶巴特沃斯滤波器可在保证较高精度的同时，减少微处理器的计算负担。

(2) 变噪声处理

加速度计在计算角度时的误差主要来源于两方面：一是旋翼产生的振动，二是非重力引起的加速度。由于直升机不可能实现完全匀速的飞行，因此这些非重力相关的加速度会长时间存在并且不断变化，这会引起对飞行器姿态估计的错误，进而对其姿态控制系统产生不良的影响^[52-53]。针对这一情况，首先设定一个加速度阈值，如果加速度计所测的数据与重力加速度之差超过该阈值，认为直升机运动产生的加速度对所测数据产生了影响，此时应进行变噪声处理，其判定条件为：

$$a_b = \left| \sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2} - g \right| < \varepsilon \quad (4-18)$$

加速度阈值 ε 根据直升机运行情况而定。尽管传统的扩展卡尔曼滤波器在处理高频振动方面表现出色，但它并不能去除非重力加速度引起的干扰。这种非重力加速度表现为具有非零平均值的随机噪声，其统计特性随着时间和外部环境的变化而持续变动。在传统的扩展卡尔曼滤波算法中，噪声协方差矩阵通常被假定为固定值，即矩阵 Q_k 与 R_k 在滤波过程中保持不变，这可能导致滤波效果下降。本文提出一种新模型，通过自适应地调整噪声矩阵 Q_k 与 R_k 的可信度因子，来调节先验预测值和观测值对解算结果的影响权重。通过调整模型的数学原型函数为 $2a \tan(x) / \pi$ ，在非重力加速度可以忽略的情况下，经过调试找到最佳的 Q_0 和 R_0 参数。本文设计的过程噪声和观测噪声矩阵自适应计算公式为：

$$\begin{aligned} Q_k &= \left(1 - \frac{2a \tan(k_1 a_b)}{\pi}\right) Q_0 \\ R_k &= \left(1 + \frac{2a \tan(k_2 a_b)}{\pi}\right) R_0 \end{aligned} \quad (4-19)$$

式中： k_1 、 k_2 分别代表加速度调整系数，表示对噪声协方差矩阵调整时的放大程度。若加速度计所测的数据与重力加速度之差 a_0 超过阈值 ε ，进行变噪声处理。

当非重力加速度增大时，需要降低 Q_k ，提高 R_k 。这样可以增加对预测值的信任程度，减少对测量值的信任程度。相反，如果非重力加速度减小，则需要增加 Q_k ，降低 R_k 。这样就会降低对预测值的信任度，提高对测量值的信任度。基

于改进扩展卡尔曼滤波的姿态估计算法流程图如图 4-1 所示：

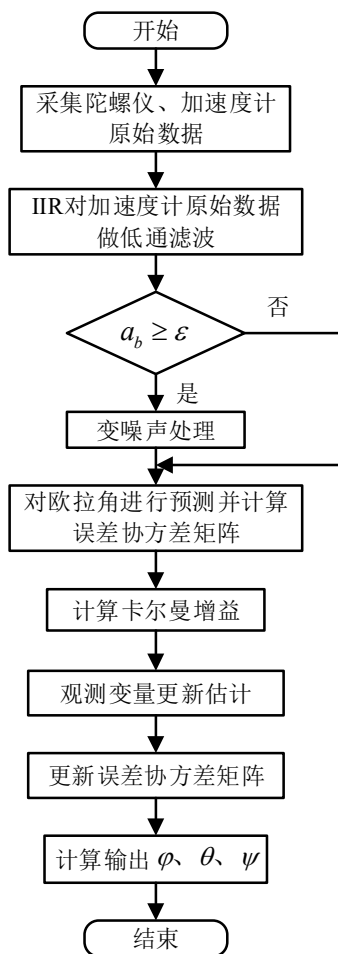


图 4-1 改进扩展卡尔曼滤波的姿态估计算法流程图

4.1.2 仿真分析

为验证改进扩展卡尔曼滤波算法的有效性，将采集到的 mpu6050 惯性测量单元（Inertial Measurement Unit, IMU）的数据输送给上位机，其中采样频率为 500Hz，采样组数为 7500 组，经过参数整定，根据直升机的实际情况适当的调整改进 EKF 中的加速度调整系数 k_1 、 k_2 以及控制算法动态切换的加速度阈值 ε 。在改进 EKF 中，仿真所采用的加速度阈值 $\varepsilon = 0.1$ ，加速度调整系数 k_1 、 k_2 分别为 0.5 和 0.7，IIR 滤波器的截止频率为 20Hz，利用 MATLAB 对数据进行处理，分别进行动态测试、静态测试以及抖动测试。

(1) 动态测试

动态实验是先将 IMU 水平放置，然后沿 X 轴翻转某个角度，停留一段时间之后，再恢复水平状态，以此循环。在此期间，采集数据，使用原始数据与 EKF

算法、改进 EKF 算法对俯仰角所解算的数据做出对比。其解算结果如图 4-2 所示。

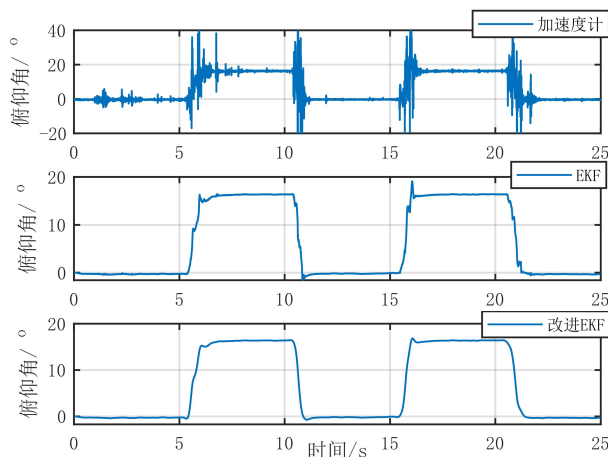


图 4-2 动态测试俯仰角解算结果图

根据动态测试结果可知,改进 EKF 相比与 EKF,其算法动态解算有所改善,不仅可以反应真实的姿态角,可有效控制角度变化剧烈的节点,其解算过程更加平滑,稳定性有所增加。通过分析数据,发现解算数据的标准差比使用 EKF 算法减少了 1.35%,这意味着后验估计值的精度得到了提高。

(2) 静态测试

将 IMU 水平放置在测试平面上,理想状态下,俯仰角为 0° 。其解算结果如图 4-3 所示。

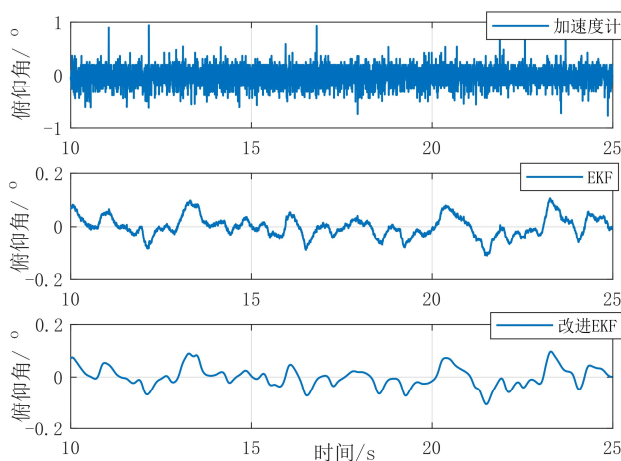


图 4-3 静态测试俯仰角解算结果图

根据阈值动态解算的算法, EKF 的方差为 0.000246,改进 EKF 的方差为 0.000173,与 EKF 相比,改进 EKF 所解算出来的数据离散程度被抑制,系统稳定性提升。

(3) 抖动测试

IMU 广泛在机器人及飞行器领域中应用。在运动模型中, IMU 最易受到模型震动干扰, 如无人机无刷电机工作时的震动、因桨叶变距所产生的机体震动。将姿态传感器放置在直升机上, 在直升机固定并产生抖动的状态下, 采集数据, 并选取 Pitch 轴所解算欧拉角数据, 对两种算法所解算的数据做出对比, 结果如图 4-4 所示。

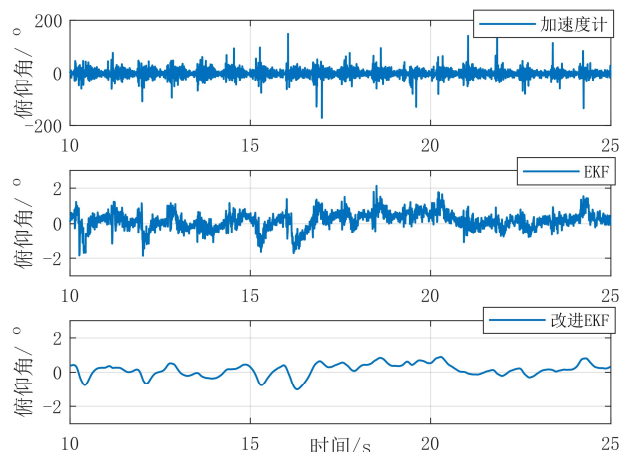


图 4-4 抖动测试俯仰角解算结果图

在 IMU 中引入震动干扰时, 改进 EKF 算法在系统稳定性提升的同时, 其抗干扰的能力也得到了提升, 过渡过程也比较平滑, 解算过程“毛刺”较少。与传统 EKF 算法相比, 其标准差减小了 24%。

4.2 姿态控制器设计与仿真

4.2.1 姿态保持控制律设计

与传统直升机一样, 微型无斜盘直升机的偏航角由主旋翼的挥舞产生旋转力矩和尾翼产生的力矩来控制; 但俯仰角和翻滚角由主旋翼的加减速产生的力矩来控制, 对于微型无斜盘直升机的俯仰角与横滚角的控制, 采用双闭环的串行 PID 控制^[54-55], 以直升机的姿态角为系统外环, 其姿态角速度为系统内环。针对微型无斜盘直升机的系统特性, 偏航角较为特殊, 由于主旋翼控制系统中采用磁编码器来获取电机的位置, 其中含有径向磁铁会对磁力计产生影响, 因此, 与传统直升机飞行控制系统不同的是, 本文的飞控系统不包含磁力计, 仅通过陀螺仪和加速度计来完成直升机姿态的测量。在缺少磁力计的情况下, 仅依靠加速度计和陀螺仪, 偏航角的估计仅能依靠陀螺仪的角速度进行积分, 这样就会不可避免地产生

生积分误差，无法获得精确的偏航角。根据这种情况，对于微型无斜盘直升机的偏航角控制只能采用偏航角速度控制，遥控器杆量对应于输入到主控芯片的期望偏航角速度，之后通过 PI 计算，直接控制尾桨拉力，使直升机的偏航控制成为一个较为稳定的角速度跟踪系统^[56]，保证直升机对于偏航角度的变化有一定的阻力即可。

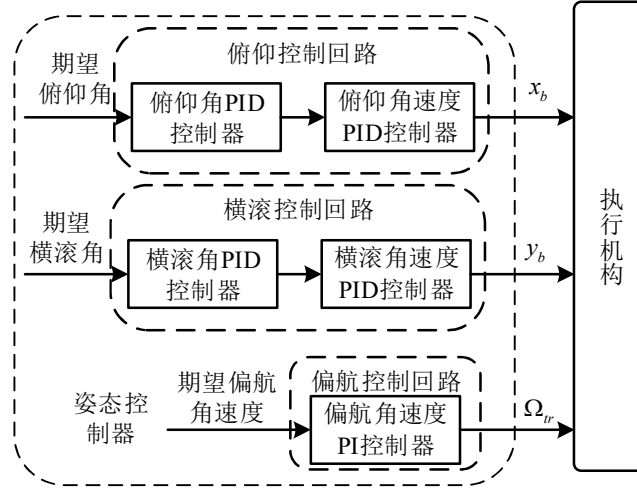
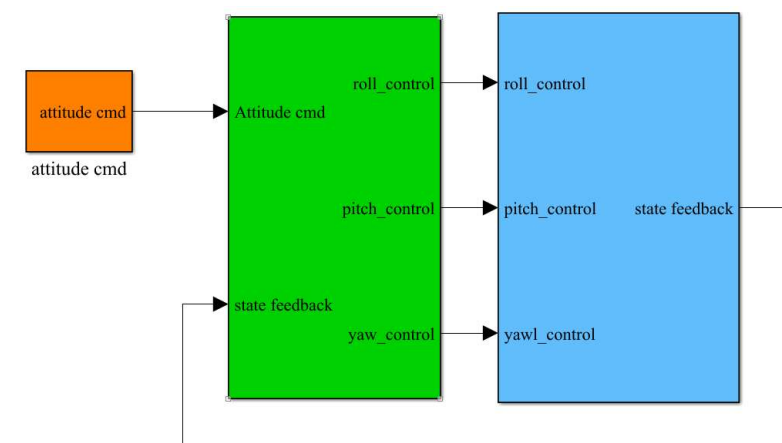


图 4-5 微型无斜盘直升机姿态控制系统框图

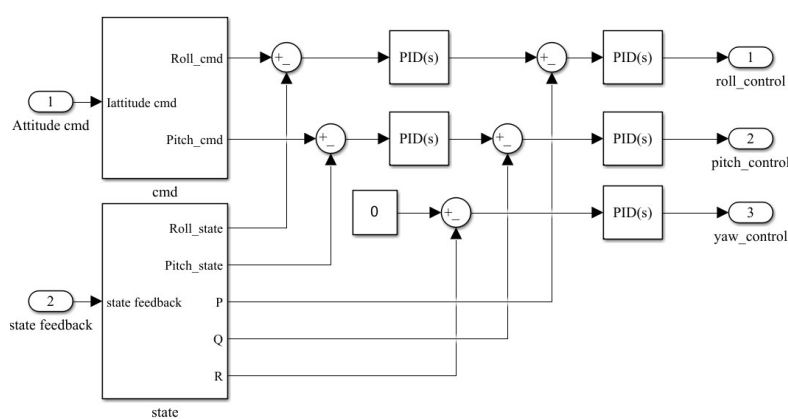
在上一章中，讨论了主旋翼的转速电流闭环的周期变速控制方式，由此可知，转速控制中实际输出的是电机的期望转速 w_{bn} 。其中，周期变速中 y 轴与 x 轴的控制量 y_b 、 x_b 是由横滚角与俯仰角经串级PID计算得到。尾翼的转速 Ω_r 是经过偏航角速度PI计算得到，可根据 Ω_r 的大小来改变PWM的占空比从而控制尾桨转速。

4.2.2 数值仿真

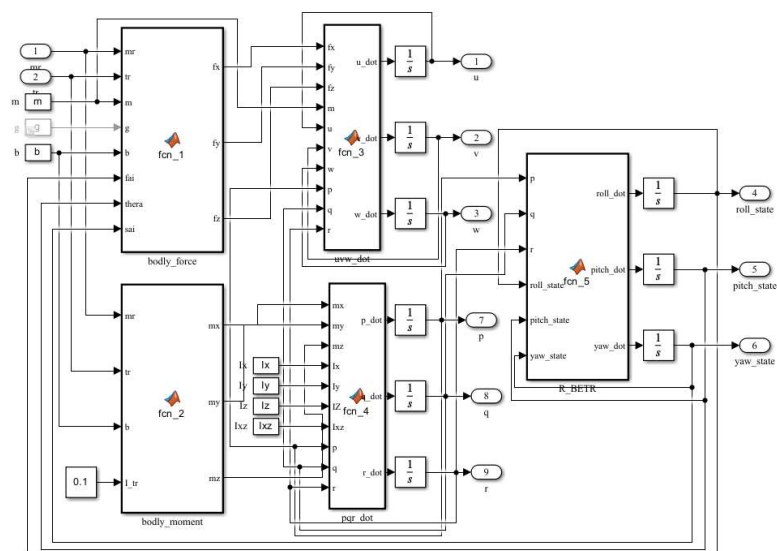
基于之前建立的微型无斜盘直升机的动力学模型，并依据设计好的姿态控制算法，将进行数值模拟实验。使用的仿真平台是 MATLAB/SIMULINK，版本号为 2023a。仿真实验中所采用的直升机模型参数则参考文献[27]的数据。仿真的完整结构如图 4-6(a)所示，其中包括了两个主要部分：微型无斜盘直升机的动力学模型和姿态控制模块。其对应的模型和控制器的详细结构示意图如图 4-6(b)和图 4-6(c)所示。



(a)完整的仿真模块



(b)控制器仿真模型



(c)无斜盘直升机仿真模型

图 4-6 SINULINK 仿真环境搭建

假设微型无斜盘直升机的初始高度为 $5m$ ，初始俯仰角、横滚角以及偏航角均为 0° ，在时间到达 $1s$ 时，给定期望俯仰角与期望横滚角的角度为 5° ，期望偏航

速度为 $5^{\circ}/s$ ，设置总的仿真时长为 $20s$ ，在理想情况下，其俯仰角和横滚角的姿态响应曲线如图 4-7 微型无斜盘直升机动力学模型的阶跃姿态响应所示。

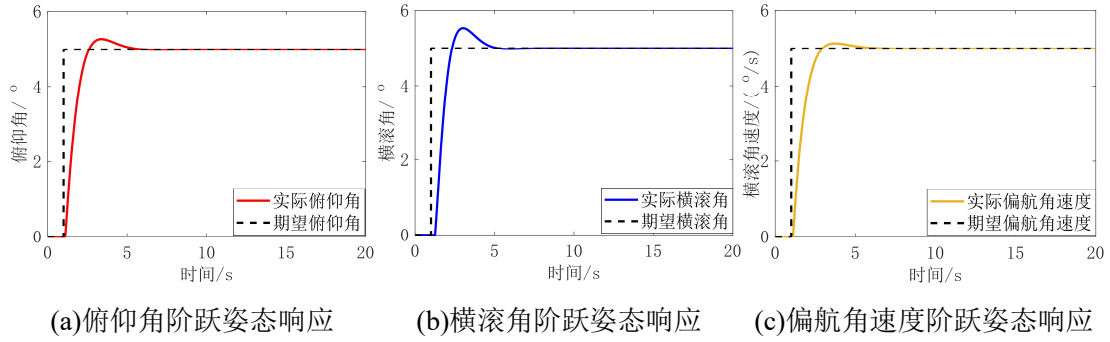


图 4-7 微型无斜盘直升机动力学模型的阶跃姿态响应

由图中可以看出，可以观察到在无外部干扰的条件下，微型无斜盘直升机系统能够有效跟踪期望姿态信息，并能迅速趋近至稳定状态。

假设微型无斜盘直升机的初始高度为 $5m$ ，初始俯仰角、横滚角以及偏航角均为 0° ，当时间到达 $1s$ 时，给定呈正弦变化的姿态信号，其期望的正弦姿态信号为 $\varphi = 5\sin(0.5t)$ 、 $\theta = 5\sin(0.5t)$ 、 $\omega_z = 5\sin(0.5t)$ ，设定仿真时间为 $20s$ ，在无任何干扰的理想情况下，其俯仰角和横滚角的姿态响应曲线如图 4-8 所示。

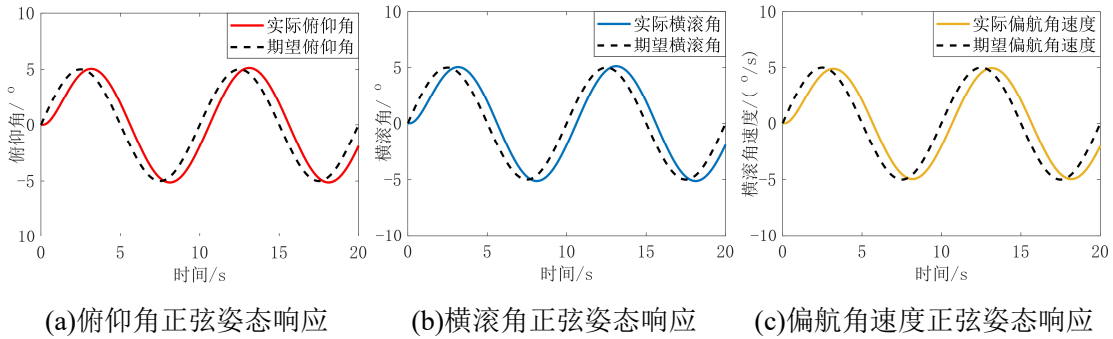


图 4-8 微型无斜盘直升机动力学模型的正弦姿态响应

由图中可以看出，在无干扰的情况下，微型无斜盘直升机系统能够有效的跟踪期望的姿态信息，同时也能保证系统的快速性。

4.3 飞行控制系统设计

4.3.1 飞控硬件设计

飞行控制器的硬件结构图如图 4-9 所示。首先，为获得更为准确的飞行姿态信息，主控芯片通过 IIC 通讯采集姿态传感器采集数据，进行多传感器的姿态融

合。之后，通过通讯模块，可将直升机的实时的姿态信息发送给地面测控系统，地面测控系统借助串口通过通讯模块可接收到飞控系统传递的信息并可以远程监测直升机的飞行状态，同时，也可以远程修改飞行控制器的相关飞行参数，最终使直升机达到相应的设计要求。对于驱动模块的控制，飞行控制器可通过串口向主旋翼发送速度信息和相位偏移相关的信息，通过 PWM 直接控制尾桨的转速；最后，地面控制人员可通过遥控器对微型直升机下达控制指令，从而控制直升机的姿态。

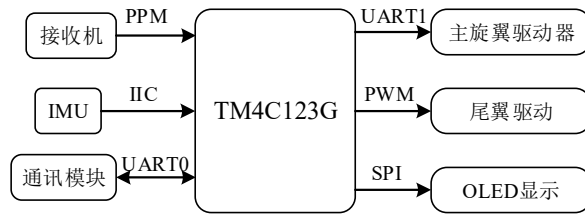
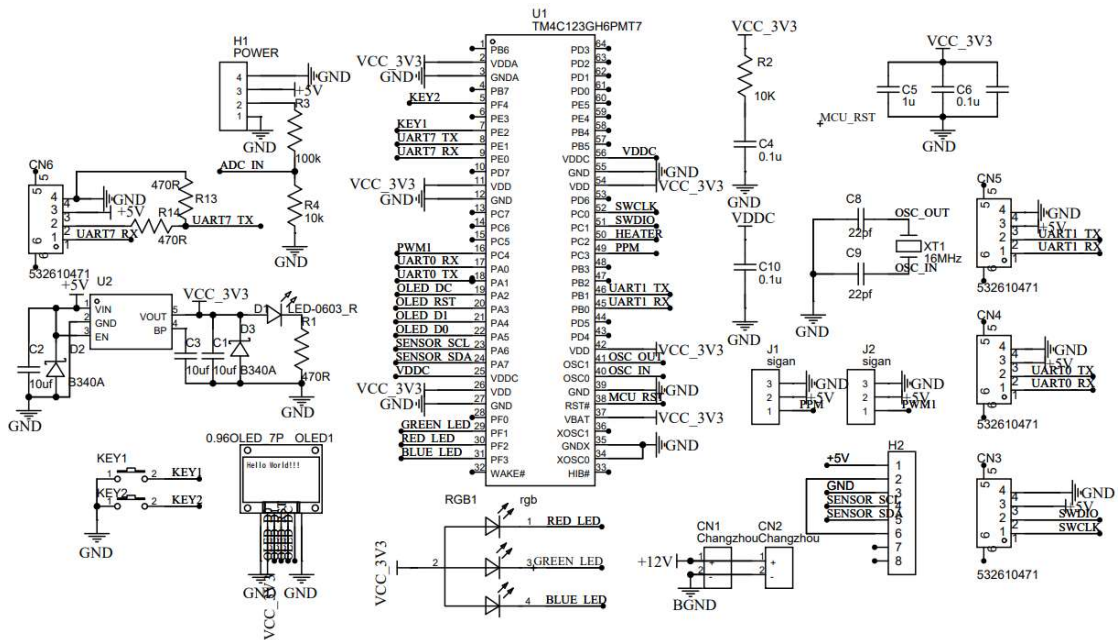


图 4-9 飞控硬件结构图

主控芯片是无人直升机的核心部分，负责数据读取、姿态解算、数据传输等一系列操作，对于主控芯片的选择，需要在满足针脚够用的情况下尽可能小，在调研了多种芯片之后，决定选用 TM4C123G 作为主控芯片。其外围电路如图 4-10 所示。



与加速度计集成于一体的惯性测量单元来测量飞行器的姿态。本文则采用整合了 3 轴陀螺仪与 3 轴加速度计的 MPU6050 作为姿态传感器。

根据本文所设计的微小型无人直升机实际需要，本文选用 T8FB 遥控器及 R8FM 接收机作为遥控系统。其中，R8FM 是 8 通道的微型接收机，重量为 2 克，支持 S_BUS 协议和 PPM 协议。

当直升机进行飞行测试时，为能及时接收到地面测控系统发送的控制参数，同时地面站也能实时监控到直升机的飞行状态信息。其通讯模块本文则采用逐飞科技的 CH9491 无线通讯模块，其有效传输距离为 10 米，工作频段是 2.4GHz，通过串口与 MCU 通讯。

在主控芯片的基础上搭建外围电路，在与其它成品模块通信的同时，又负责控制主旋翼驱动器和尾翼驱动电路。最后，根据原理图进行 PCB 板的绘制，结合直升机的机械结构确定电路板的大小、预留一定的孔洞方便固定飞控板，并将与外围器件的接口尽可能的放在电路板的外围，便于连接与拆卸外围器件。其实物图如图 4-11 所示。

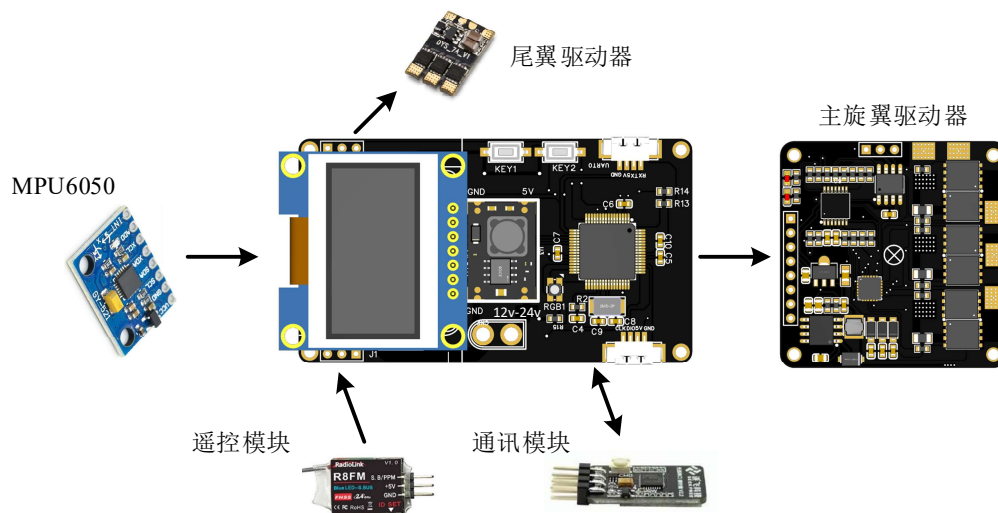


图 4-11 主控及外围器件实物图

4.3.2 飞控软件开发

飞行控制系统的程序在启动时会先进行硬件接口的设置和姿态传感器的校正；之后，通过 IIC 协议读取 MPU6050 传感器的六轴数据，包括三轴加速度和三轴角速度，以此来计算并获取接近实际的飞行器姿态信息。然后，系统会将遥控器设定的目标姿态角与 MPU6050 计算得出的实际姿态数据进行比对，进行姿

态调节计算，从而产生对主旋翼的速度和相位偏移的控制信号；最终，飞行控制器通过无线通信模块将飞行状态、控制参数和飞行模式等关键数据发送至地面测控系统，同时也能接收地面站发来的指令和控制器的 PID 参数等信息。

为充分发挥主控芯片的性能，同时保证直升机飞行控制系统的稳定运行。考虑到微型无斜盘直升机控制系统的任务需求，为尽可能提高其飞行性能，模块化设计直升机的飞行控制程序，根据任务程序的重要性设置不同的调用频率。用相对较高的频率去调用 IMU 姿态数据的读取程序、多传感器融合的姿态估计算法以及串行 PID 控制算法，以保证每个循环周期内均调用该程序，用相对较低的频率调用遥控器信号读取、驱动器控制输出以及数据传输程序。其基于任务模块的多线程时序调度如图 4-12 所示。



图 4-12 基于任务模块的多线程时序调度

微型无斜盘直升机具有不稳定性，因此它必须依赖飞行控制系统来调节主旋翼和尾翼的电机转速，以精准控制飞行姿态。在这种情况下，电机的响应速度成为关键因素，电机转速调节得越迅速，直升机的姿态调整就越灵敏，从而实现更优的飞行控制性能。主控与主旋翼驱动器的通讯频率为 500Hz，获取飞行姿态信息、姿态估计算法以及飞行姿态控制算法运行频率为 500Hz；与地面站进行数据的发送与接收以及遥控器信号的读取与解析控制频率为 50Hz。

4.4 本章小结

在本章中，结合直升机飞行面临强抖动，高运动加速度等问题，为保证飞行的稳定性和姿态解算的精确性，在传统的扩展卡尔曼滤波的基础上，加入 IIR 滤波器以及变噪声处理，以提高姿态解算的精确性；同时，对所提的改进扩展卡尔曼滤波算法，进行仿真分析，验证改进算法的可行性。然后，介绍了姿态控制器的设计，对直升机的俯仰运动和横滚运动采用串行 PID 控制，其偏航运动则采用

角速度 PI 控制；之后，根据微型无斜盘直升机的动力学模型以及所设计的姿态控制器进行在 MATLAB/SIMULINK 上进行数值仿真，验证所设计控制器的有效性。最后，对直升机的控制系统进行硬件的选型和电路设计，包括飞行控制的主控芯片、姿态传感器、无线传输模块等设备，以满足直升机的需求，使其成为一个完整的可控系统；为了可以合理的利用飞控芯片资源，通过模块化设计飞行控制程序，按照直升机的飞行任务的优先级，将程序拆分为不同频率执行的子模块，完成了系统的软件设计。

第5章 实验验证

在前文中，完成了微型无斜盘直升机机械结构的设计，主旋翼驱动器与飞行控制器的软硬件设计工作。本章在此基础上展开对整个直升机系统的试验验证工作。这次实验验证包含三个主要部分：无刷直流电机的周期变速实验、微型无斜盘直升机参数整定实验和试飞实验。通过这些实验，才能评估出微型无斜盘直升机控制系统是否具有稳定性和可靠性。

5.1 无刷直流电机周期变速实验

为验证方案的可行性和可靠性，利用直流稳压电源、驱动电路板及无刷直流电机搭建实验平台，如图 5-1 所示。

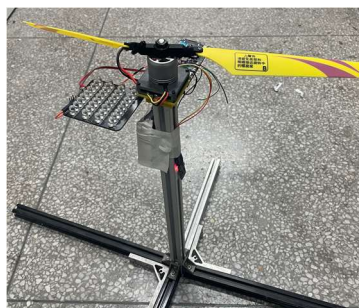


图 5-1 无刷直流电机实验平台

电机控制板通过接收机获取到遥控器发送的基础转速和 X 轴、Y 轴的偏向量。给定基础转速为 1200rpm，X 轴的偏向量为 0，Y 轴的偏向量为 0.5。测试时给予一定的负载，观察电机的运行情况，并通过串口将电机转速数据发送至上位机显示转速曲线。转速响应曲线如图 5-2 所示。

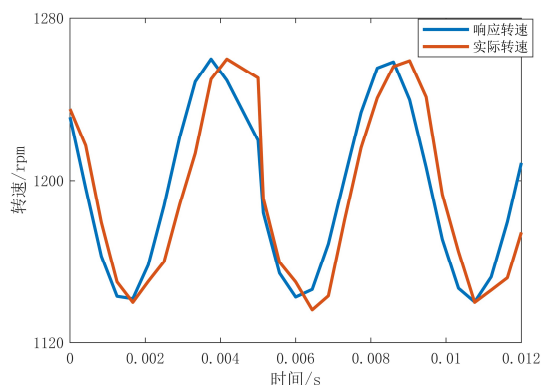


图 5-2 电机转速响应曲线

从图 5-2 看出实际转速响应曲线和仿真转速响应曲线基本上一致，期望转速与实际转速差值范围在 50rad/min 到 -50rad/min 之间，其误差范围在 4.2% 到 -4.2% 。实验表明，无刷直流电机能够在一个旋转周期内实现高低转速的切换。

本文通过使用暗室频闪摄影的方法来捕捉并研究旋翼变速和摆振的动态过程。在一个暗室环境中，设置了一个高亮度 LED 阵列作为光源，它受电信号的控制。此外，物体和相机也被放置在暗室内。当无刷直流电机驱动旋翼旋转到预定位置时，电机控制器会发送一个短暂的脉冲信号来激活 MOS 电路，从而点亮 LED 阵列，在 LED 发光的同时，相机进行拍摄。这种设置可通过频闪摄影技术清晰地观察到高速旋转中旋翼叶片的运动状态，如图 5-3 所示。



(a) 无刷直流电机加速时桨叶响应 (b) 无刷直流电机减速时桨叶响应

图 5-3 暗室频闪摄像桨叶响应图

由图中可以看出，当无刷直流电机速度呈正弦变化时，可明显看出桨叶在惯性的作用下前后甩动以及摆振。

5.2 单自由度控制实验

首先进行直升机的单自由度平衡控制实验，主要目的是验证飞行控制器的基本平衡功能，该实验分为俯仰角控制实验和横滚角控制实验两部分。

如图 5-4 所示，试验台由两个 T 型轴承固定支座，高强度碳纤维管，以及将直升机固定在实验台上的固定件组成。直升机可在实验台上进行单自由度的旋转。



图 5-4 单自由度控制实验台

由第二章内容可知,微型无斜盘直升机通过其独特的斜盘结构来控制飞行姿态。具体来说,调整俯仰角和横滚角的力矩是通过主旋翼上的倾斜铰链挥舞动作实现的,倾斜铰链挥舞会改变旋翼产生拉力的方向,以此产生控制直升机俯仰和横滚的力矩。基于此原理,单自由度控制实验的目的是检验直升机倾斜铰链挥舞动作是否可控。

单自由度实验主要包含两项内容:一方面,将目标角度设为 0° ,观察直升机在测试架上是否能保持稳定。另一方面,改变期望角度,观察直升机对于角度变化的跟随情况。当俯仰角和翻滚角在期望角度为 0° 时,其实际角度反馈情况如图 5-5 所示。

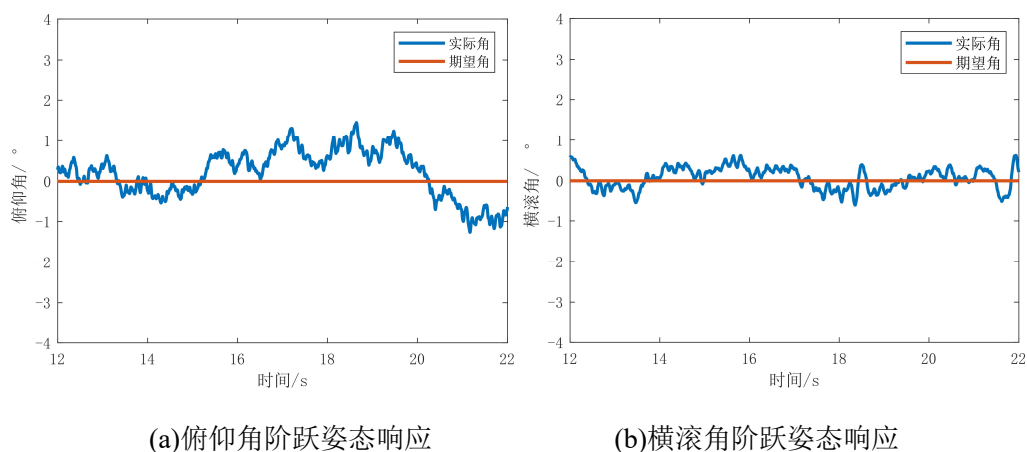


图 5-5 单自由度平衡试验

由图中可以看出,通过姿态控制器,直升机可保持平衡,俯仰角和横滚角会在 $1^\circ \sim -1^\circ$ 之间波动。在确定俯仰角与横滚角能保持基本的平衡之后,设定期望俯仰角与期望横滚角的角度为频率为 0.1Hz ,幅度为 2° 的正弦信号,实验得到的期

望角度与响应角度对比图如图 5-6 所示。

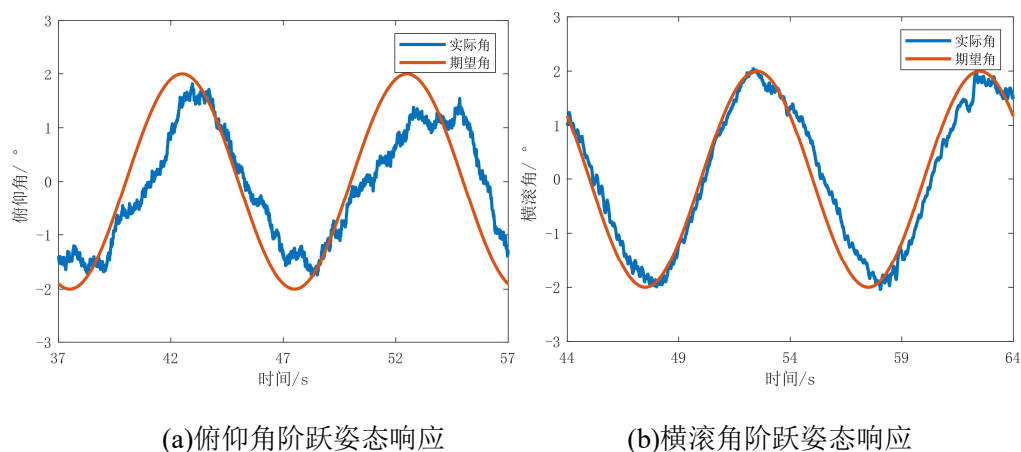


图 5-6 角度跟随对比实验

从图中可以看出，期望角度与响应角度有一定的相位误差，但能够较为稳定的跟随期望角度的变化。

5.3 三自由度控制实验

经过单自由度控制实验之后，验证了俯仰角与翻滚角控制器的功能。由于单自由度实验台无法进行偏航控制的实验，因此设计了一个三自由度的实验装置，试验台由万向球、直升机固定件以及铝合金材料搭建的实验架组成。如图 5-6 所示。



图 5-7 三自由度实验装置

在该实验装置中，直升机可在实验台上实现俯仰、横滚和偏航一定角度范围内的转动，与单自由度实验相比，三自由度实验更加贴近真实的飞行，并在三自

由度实验中进一步进行飞行参数的整定，并对控制算法进行进一步的改进。

三自由度控制实验的角度响应曲线如图 5-8 所示，从图中可看到，偏航角有一定的偏移，这是由于在偏航方向是角速度控制，在俯仰和横滚方向上，实际角度与期望角度差距在 2° 之内，说明飞行控制器的可行性与有效性。

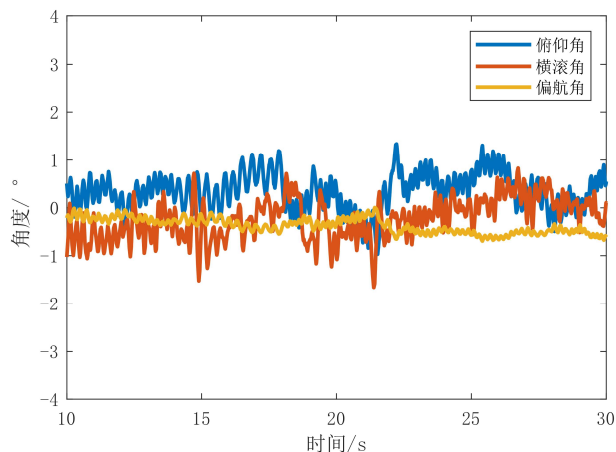


图 5-8 三自由度控制角度响应曲线

5.4 实际飞行实验

在先前的控制实验中，直升机的测试环境并未能充分复现实际飞行条件，这限制了对于控制器参数不当可能引发的振荡等问题的观察。因此，基于单自由度和三自由度控制实验获得的参数，开展实际飞行测试对于验证和优化控制策略的有效性是非常关键的。实际飞行测试能观察飞行器在真实环境中的表现，从而有针对性地改进控制参数或算法。尽管在实际飞行实验中无法获得完美环境，但可以在室内环境下最大限度地减少外界干扰，以进行飞行器的测试。飞行器实际飞行如图 5-9 所示。



图 5-9 室内飞行测试

在室内干扰较小的条件下，微型无斜盘直升机做定点悬停试验，通过地面站获取三轴欧拉角的实验数据。其结果如图 5-10 所示。

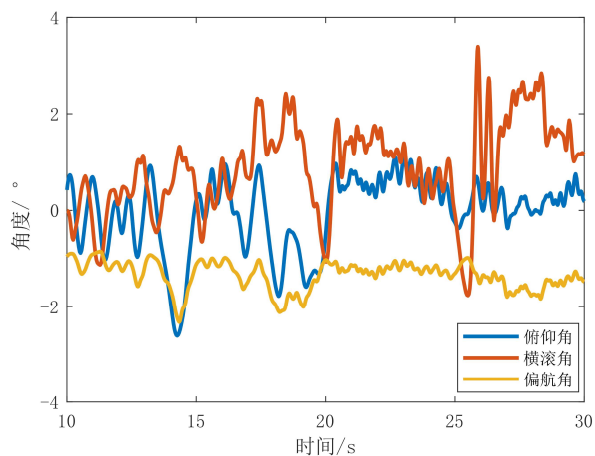


图 5-10 室内飞行角度响应曲线

从图中可直观的看到三轴欧拉角在一定范围内波动，与三自由度控制实验有一定的差别，但直升机能够姿态保持模式下能够正常飞行并能实现姿态自稳。

在实际飞行测试阶段，通过遥控器的油门摇杆调节飞行器旋翼的基本转速，而姿态摇杆负责修改飞行器姿态控制器的目标欧拉角，进而操纵飞行器在空中完成各种运动。受地面效应的作用，飞行器在起飞阶段可能会朝不定方向产生偏移。为了降低地面效应对飞行器动态特性的干扰，建议在起飞时迅速增加油门输入，以便飞行器能够迅速脱离地面，从而减少地面效应对飞行器起飞性能的影响。

5.5 本章小结

本章首先进行了无刷直流电机的周期变速实物实验，得出在期望转速呈周期性变化时，电机实际转速也出现与之相同的变化的结果，验证主旋翼周期变速控制的有效性；与此同时，通过暗室频闪摄像技术，可观察到当电机转速呈正弦周期变化时，其所带动的旋翼也有规律的进行变距与摆振运动。之后，设计了单自由度实验，从姿态角反馈结果看，所设计的控制器能够使直升机保持稳定，并且能够有效跟踪期望的正弦信号。在此基础上，进行三自由度的控制实验，并根据反馈的数据调整相关的参数，使直升机的姿态控制在一定的角度范围内达到可控的效果，验证了姿态控制器的可控性。最后，在室内干扰较小的条件下，进行直升机飞行实验，结果表明直升机能够姿态保持模式下飞行并能实现姿态自稳。

第6章 总结与展望

6.1 总结

本文深入分析了微型飞行器的国内外发展现状,着重介绍了微型无斜盘直升机的机械结构、数学模型、主旋翼的电机控制以及直升机的飞行控制。本文主要研究工作如下:

(1) 微型无斜盘直升机的原理分析和动力学建模,阐述了主旋翼轮毂变距、挥舞的原理,并对直升机整体进行机械结构的设计。建立了桨毂旋翼的动力学机理模型,在旋翼各部件之上建立坐标系,采用 D-H 法描述主旋翼各部件之间的几何关系。

(2) 利用叶素理论对主旋翼和直升机尾翼进行分析计算,进行桨叶动力学建模,得到主旋翼和尾翼的空气动力学模型。之后,以微型无斜盘直升机作为研究对象,通过传统的牛顿-欧拉方程建模的方法,搭建了直升机动力学与运动学模型,能够指导姿态控制器的设计。

(3) 主旋翼因其特殊的桨毂结构需要高精度的电机控制系统,因此,在传统 Park 变换矩阵基础上引入伪 Park 变换矩阵,以消除传统磁场定向控制下无刷直流电机反电动势对电机转矩的影响。在控制器中引入电压前馈补偿,以此补偿电机数学模型中的耦合项,从而提高系统的调节精度和动态性能,改进后的磁场定向控制下的 D 轴电流和 Q 轴电流均为直流量,无刷直流电机的数学模型在改进磁场定向控制下近似等效为直流电机模型,可按照控制直流电机的方法在改进磁场定向控制的基础上进行速度闭环的周期变速控制。之后,对改进磁场定向控制的周期变速控制算法在 MATLAB/SIMULINK 上进行仿真实验,验证其算法的可行性。最后,阐述了基于改进磁场定向的周期变速控制的主旋翼驱动器的软硬件设计。

(4) 针对结合直升机飞行面临强抖动,高运动加速度等问题,为保证飞行的稳定性和姿态解算的精确性,在传统的扩展卡尔曼滤波的基础上,加入 IIR 滤波器以及变噪声处理,以提高姿态解算的精确性。对所提出的改进扩展卡尔曼滤波算法,进行仿真分析,验证改进算法的可靠性。之后,针对直升机的俯仰运动和

横滚运动,采用姿态角度为系统外环,姿态角速度为系统内环的串行 PID 控制,其偏航运动则采用角速度 PI 控制,在此基础上,搭建仿真模型并进行仿真分析。最后,完成了直升机飞控系统的软硬件设计。

(5) 基于所设计的微型无斜盘直升机,通过无刷直流电机的周期变速实验验证了主旋翼周期变距控制的有效性,通过单自由度与三自由度实验,实时调整参数,检验了姿态控制器的效果,最后在室内弱干扰的条件下进行实际飞行测试。

6.2 展望

本文对微型无斜盘直升机的设计、建模、控制和实验等方面做了一系列的工作,但由于水平有限、时间仓促以及实验条件的限制,还存在一部分问题需要进一步研究与解决。主要包括:

(1) 只采用基础的叶素理论对桨叶气动力进行建模,之后虽对无斜盘直升机进行整体的运动学建模,但受限于实验条件,无法测量直升机的相关参数,进而无法搭建准确的仿真模型进行数值仿真。

(2) 针对主旋翼驱动器的研究,本文只进行电机速度变化的测量,电机转速变化对桨叶的挥舞的影响也仅限于用眼睛观察,对倾斜旋翼的周期变距效果无法做出有效的评价。后续可采用六轴力传感器进行桨叶挥舞的测量实验。

(3) 目前所设计的直升机仅在室内弱干扰的条件下完成了飞行测试,其进行的飞行复杂度低、姿态变化不剧烈,仅验证了微型无斜盘直升机的飞行原理。实际中的场景复杂多遍、干扰性强。希望在下一步工作中可适当的添加定位、测距等相关的模块,控制方法更改为更为先进的串级自抗扰控制、神经网络控制等算法,以满足实际飞行的需要。

参考文献

- [1] De Rooij N F. Current applications of silicon based microsystems[C]// MHS'95. Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, 1995:7-10.
- [2] Johnson F S. Atmosphere of mars[J]. Science, 1965,150(3702):1445-1448.
- [3] He W, Mu X, Zhang L, et al. Modeling and trajectory tracking control for flapping-wing micro aerial vehicles[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2020,8(1):148-156.
- [4] Bayiz Y, Ghanaatpishe M, Fathy H, et al. Hovering efficiency comparison of rotary and flapping flight for rigid rectangular wings via dimensionless multi-objective optimization[J]. Bioinspiration & biomimetics, 2018,13(4):46002.
- [5] Yang W, Wang L, Song B. Dove: A biomimetic flapping-wing micro air vehicle[J]. International Journal of Micro Air Vehicles, 2018,10(1):70-84.
- [6] Pelletier A, Mueller T J. Low Reynolds number aerodynamics of low-aspect-ratio, thin/flat/cambered-plate wings[J]. Journal of aircraft, 2000,37(5):825-832.
- [7] Rais-Rohani M, Hicks G R. Multidisciplinary design and prototype development of a micro air vehicle[J]. Journal of Aircraft, 1999,36(1):227-234.
- [8] Pines D J, Bohorquez F. Challenges facing future micro-air-vehicle development[J]. Journal of aircraft, 2006,43(2):290-305.
- [9] Altug E. Vision based control of unmanned aerial vehicles with applications to an autonomous four-rotor helicopter, quadrotor[M]. University of Pennsylvania, 2003.
- [10] Suresh K K, Kahn A D, Yavrucuk I. GTMARS-flight controls and computer architecture[J]. Georgia Institute of Technology, Atlanta, 2000.
- [11] Heo J, Chwa D. Robust tracking control using integral sliding mode observer for quadrotors considering motor and propeller dynamics and disturbances[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2021,16(6):3247-3260.
- [12] Ahmed F. Guidance and Model Predictive Control of a Tandem-rotor

- Helicopter[M]. McGill University (Canada), 2022.
- [13] 昂海松等. 航空航天概论[M]. 科学出版社, 2015.
- [14] 杨一栋. 直升机飞行控制[M]. 国防工业出版社, 2011.
- [15] Chen N, Kong F, Xu W, et al. A self-rotating, single-actuated UAV with extended sensor field of view for autonomous navigation[J]. Science Robotics, 2023.
- [16] Leishman J G. The breguet-richet quad-rotor helicopter of 1907[J]. Vertiflite, 2002,47(3):58-60.
- [17] 尹欣繁, 张代兵, 张纪阳, 等. 微型无人直升机发展现状及关键技术[J]. 飞航导弹, 2018(05):33-37.
- [18] Pipenberg B T, Keennon M, Tyler J, et al. Design and fabrication of the mars helicopter rotor, airframe, and landing gear systems[C]// AIAA Scitech 2019 Forum, 2019:620.
- [19] 唐兴中, 冷俊杰, 李治权, 等. 微型无人直升机的应用现状及发展趋势探析[J]. 航空科学技术, 2021,32(01):41-46.
- [20] 张春, 孟兴红. 螺旋桨周期变距系统在螺旋桨飞机姿态控制上的应用研究(下)[J]. 航空科学技术, 2009(04):41-44.
- [21] Chopra I S. Development and Testing of a Swashplateless Rotor with Compact Brushless Motor Actuated Flaps for Primary Control[J]. 67th American Helicopter Society Forum, Virginia Beach, 2011:583-592.
- [22] Bouabdallah S, Siegwart R, Caprari G. Design and Control of an Indoor Coaxial Helicopter[C]// 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2006:2930-2935.
- [23] Paulos J, Yim M. An underactuated propeller for attitude control in micro air vehicles[C]// 2013 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2013:1374-1379.
- [24] Paulos J, Yim M. Flight performance of a swashplateless micro air vehicle[C]// 2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 2015:5284-5289.
- [25] 吕俊刚, 汪家道, 陈大融. 微型无人直升机旋翼操纵机构设计及分析[J]. 清

- 华大学学报(自然科学版), 2002(11):1484-1487.
- [26] 吴奇. 无斜盘单旋翼系统电磁调姿方法与试验研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2022.
- [27] 尹欣繁. 无斜盘微型无人直升机设计与飞行控制研究[D]. 国防科技大学, 2017.
- [28] 黄灿铭. 微小型无斜盘双旋翼飞行器的设计及实现[D]. 北京邮电大学, 2021.
- [29] 任至楷. 电动斜铰旋翼研发及其在无人直升机上的应用[D]. 南京航空航天大学, 2020.
- [30] 张宝晴. 基于电动斜铰旋翼的纵列式双旋翼无人直升机研究[D]. 南京航空航天大学, 2021.
- [31] 贾森, 王新华, 龚华军, 等. 基于模糊PID的直升机增稳控制系统设计与实现[J]. 电子测量技术, 2015,38(11):70-73.
- [32] Guo L S, Zhang W J. Kinematic analysis of a rice transplanting mechanism with eccentric planetary gear trains[J]. Mechanism and Machine Theory, 2001,36(11-12):1175-1188.
- [33] 王适存, 徐国华. 直升机旋翼空气动力学的发展[J]. 南京航空航天大学学报, 2001(03):203-211.
- [34] 曹义华. 现代直升机旋翼空气动力学[M]. 北京航空航天大学出版社, 2015.
- [35] Paulos J, Yim M. Cyclic blade pitch control without a swashplate for small helicopters[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2018,41(3):689-700.
- [36] 吴建德. 基于频域辨识的微小型无人直升机的建模与控制研究[D]. 浙江大学, 2007.
- [37] Greenwood D T. Principles of dynamics[M]. Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1988.
- [38] Williams Jr J H. Fundamentals of applied dynamics[M]. MIT Press, 2019.
- [39] Li Z, Wang J, Zhou J, et al. Enhanced Generalized Vector Control Strategy for Torque Ripple Mitigation of IPM-Type Brushless DC Motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,34(12):12038-12049.
- [40] Mo S, Li X, Yang Z, et al. Integrated design of brushless motor drive and control system for robot joints[J]. Journal of Central South University, 2021,28(12):3818-

3828.

- [41] Wu R, Chen Y, Ke H. STM32 microcontroller-based closed-loop speed control drive system design for FOC motors[C]// 2022 IEEE Asia-Pacific Conference on Image Processing, Electronics and Computers (IPEC), 2022:335-337.
- [42] Kshirsagar P, Krishnan R. High-efficiency current excitation strategy for variable-speed nonsinusoidal back-EMF PMSM machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012,48(6):1875-1889.
- [43] Lazor M, Štulrajter M. Modified field oriented control for smooth torque operation of a BLDC motor[C]// 2014 ELEKTRO, 2014:180-185.
- [44] Zhou S, Liu J, Zhou L, et al. DQ Current Control of Voltage Source Converters With a Decoupling Method Based on Preprocessed Reference Current Feed-forward[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017:1.
- [45] 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.
- [46] Wang X, Fu T. Position Sensorless Control of BLDC Motor Based on Global Fast Terminal Sliding Mode Observer[J]. Diangong Jishu Xuebao/Transactions of China Electrotechnical Society, 2017,32(11):164-172.
- [47] 童宏伟, 张莉萍, 申景双, 等. 基于STM32的无刷直流电机控制系统[J]. 传感器与微系统, 2019,38(07):79-81.
- [48] Guglieri G, Pralio B, Quagliotti F. Flight control system design for a micro aerial vehicle[J]. Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 2006,78(2):87-97.
- [49] Sebesta K D, Boizot N. A real-time adaptive high-gain EKF, applied to a quadcopter inertial navigation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013,61(1):495-503.
- [50] Paz L M, Tardos J D, Neira J. Divide and Conquer: EKF SLAM in $O(n)$ [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2008,24(5):1107-1120.
- [51] 谢芳, 陆文骏. 基于MATLAB的IIR数字滤波器的设计与仿真[J]. 湖南文理学院学报(自然科学版), 2022,34(03):39-42.
- [52] 刘洪剑, 王耀南, 谭建豪, 等. 基于加速度变噪声EKF的无人机姿态融合算

- 法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016,30(3):333-341.
- [53] 刘义, 杨鹏. 基于卡尔曼滤波的云台自适应姿态优化算法[J]. 自动化与仪表, 2022,37(11):80-86.
- [54] Bao N, Ran X, Wu Z, et al. Research on attitude controller of quadcopter based on cascade PID control algorithm[C]// 2017 IEEE 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC), 2017:1493-1497.
- [55] Xi H, Zhang D, Zhou T, et al. An anti-wind modeling method of quadroter aircraft and cascade controller design based on improved extended state observer[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2021,19(3):1363-1374.
- [56] 何漠, 崔乃刚. 基于改进自抗扰算法的直升机锁尾控制系统设计[J]. 中国惯性技术学报, 2018,26(1):103-108.

攻读硕士学位期间主要研究成果

(1) 发表的学术论文:

- [1] Jiatai OuYang, Yimao Zhao, Tian Lan and Guanling Wang, "Research and design of brushless DC motor cyclic variable speed control system," 2023 35th Chinese Control and Decision Conference(CCDC),Yichang,China,2023,pp.3147-3151,doi: 10.1109/CCDC58219.2023.10326874. (EI 检索)
- [2] 赵以毛,欧阳嘉泰,王冠凌等.基于 ROS 的室内移动机器人自主导航系统设计[J].黑龙江工业学院学报(综合版),2022,22(11):82-91.DOI:10.16792/j.cnki.1672-6758.2022.11.017. (已发表)
- [3] 兰天,欧阳嘉泰,何宇豪,等,改进 YOLOv5 框架的交通标志检测算法[J].传感技术学报. (已录)

(2) 获奖情况:

- 1、第十八届全国大学生智能汽车竞赛创意组航天智慧物流全国总决赛一等奖;
- 2、第十六届中国智能制造挑战赛全国初赛一等奖;
- 3、第十六届全国大学生智能汽车竞赛安徽赛区华为 AI 组三等奖;
- 4、第十七届全国大学生智能汽车竞赛安徽赛区华为 AI 组一等奖;
- 5、第十七届全国大学生智能汽车竞赛安徽赛区讯飞创意组三等奖;
- 6、第十七届中国智能制造挑战赛全国初赛一等奖;
- 7、2022 年安徽省机器人大赛-机器人赛道三等奖;
- 8、研究生国家奖学金。

致 谢

在我完成硕士研究生学业并即将毕业之际，我要向许多人表达我最诚挚的感谢和敬意。

感谢我的导师王冠凌老师对我的教诲。作为一名专业型硕士，需要得是实践和项目经验，注重应用。感谢王老师所提供的平台以及相关的理论知识指导，让我能够在实践中检验自己的所学，培养了我研究实践问题的意识和能力。同时我也要感谢孙新柱老师，在论文的修改过程中，孙新柱老师提供了大量的建议，指出了论文中很多不足之处，感谢孙老师百忙之中审阅我的论文。

我还要感谢我的家人和朋友们，他们一直是我坚强的后盾和支持。他们在我遇到困难和挫折时给予了我鼓励和帮助，让我始终保持积极乐观的心态。他们的理解和支持，是我能够坚持完成学业的重要动力。

此外，我要感谢实验室的师兄们，他们在我进入实验室之初就给予了我热情的欢迎和帮助。他们与我分享了宝贵的经验和知识，帮助我解决了许多实验和研究中的困难。他们的友善和支持，使我在实验室中度过了愉快而充实的时光。

最后，我要感谢所有参与本研究的同学们和合作伙伴们。他们与我一起进行了许多有意义的讨论和合作，共同推动了研究的进展。他们的合作和贡献，使我能够完成这篇论文。

再次感谢所有支持和帮助过我的人。没有你们的支持和鼓励，我无法完成这篇论文。