

学号： 222040179
密级： _____

学校代码： 10336

杭州电子科技大学

硕士学位论文

(专业学位)



论文题目： 基于滑模变结构与多模态数据融合的
智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统研究

作者姓名： 赖盛纪

指导教师： 陈科明 教授

专业学位类别： 电子信息
新一代电子信息技术（含

专业领域： 量子技术等）

所在学院： 电子信息学院

完成时间： 2025 年 05 月

杭州电子科技大学硕士学位论文

基于滑模变结构与多模态数据融合的智能挂轨
式光伏清洁机器人控制系统研究

研 究 生： 赖盛纪

指导教师： 陈科明 教授

2025 年 5 月

**Dissertation Submitted to Hangzhou Dianzi University
for the Degree of Master**

**Research on Intelligent Rail-mounted
Photovoltaic Cleaning Robot Control System
Based on Sliding Mode Variable Structure
Control and Multi-modal Data Fusion**

Candidate: Lai Shengji

Supervisor: Prof. Chen Keming

May, 2025

杭州电子科技大学

学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明：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。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

论文作者签名：赖盛纪

日期：2025 年 5 月 28 日

学位论文使用授权说明

本人完全了解杭州电子科技大学关于保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属杭州电子科技大学。本人保证毕业离校后，发表论文或使用论文工作成果时署单位名称仍然为杭州电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。（保密论文在解密后遵守此规定）

论文作者签名：赖盛纪

日期：2025 年 5 月 28 日

指导教师签名：陈利明

日期：2025 年 5 月 28 日

摘要

在全球能源转型与我国“双碳”战略背景下，光伏发电效率提升成为行业核心需求。由于荒漠光伏电站组件表面积尘严重，传统人工清洁效率低下且成本高昂，智能挂轨式光伏清洁机器人系统研发对保障电站高效运行具有关键意义。本研究针对挂轨式光伏清洁机器人在复杂工况下的电机控制与姿态纠偏难题，提出基于滑模变结构控制与多模态数据融合的智能控制系统设计方案。

在系统总体设计上，构建了“端-边-云”协同的分布式智能架构，包含机器人本体、LoRa（Long Range Radiom, LoRa）无线通信链路、本地 SCADA（Supervisory Control And Data Acquisition, SCADA）监控平台、云端数据管理及移动终端交互界面。硬件层采用高性能 MCU（Microcontroller Unit, MCU）主控板与无刷直流电机驱动系统；软件层基于 VUE 框架开发 Web 端与 APP 端应用，实现远程监控与智能运维。

针对无刷直流电机在恶劣环境下的驱动问题，提出滑模观测器与增量式 PID（Propotional Integral Derivative, PID）融合的双边电驱控制策略。滑模观测器通过线反电动势法实现无感转子位置估计，增量式 PID 算法动态补偿主从电机同步误差。实验表明，在 $4\text{N} \cdot \text{m}$ 阶跃扰动下，电机最大转速波动抑制至 0.8%，动态调节时间缩短至 2ms，传统 PI 控制提升 62.5%；双边电机同步偏差率控制在 0.15%-0.38%，稳态偏差低于 0.5% 阈值。

在机器人姿态纠偏控制领域，本研究创新提出一种多模态数据融合方法，通过构建基于分布式卡尔曼滤波的多模态晚期融合模型，协同解析角度传感器与电机电流的时空关联特性，实现动态扰动下的姿态实时估计与闭环补偿。实验表明：相较于单一模态基准，该方法在清洁作业过程中将机器人偏航角偏差降低 92.8%，克服传统检测方法的固有局限性。

系统集成硬件层、通信层与软件层，实现机器人集群的高效协同与无人化运维。在荒漠光伏电站实测中，该机器人系统显著优化了异常预警响应机制与姿态调整效能，大幅压缩了故障处置周期，有效实现了运维成本结构优化与发电效率的持续提升。研究成果为复杂环境下的光伏清洁机器人智能化运维提供了可复用的工程解决方案，推动了新能源设备的无人化、高可靠性发展。

关键词：智能挂轨式光伏清洁机器人，滑模变结构控制，增量式 PID 算法，电机同步，多模态数据融合，姿态纠偏

ABSTRACT

Under the background of global energy transition and China's "dual-carbon" strategy, the improvement of power generation efficiency of photovoltaic modules has become the core demand of the industry. Due to the serious accumulation of dust on the surface of the components of desert PV power stations, the traditional manual cleaning is inefficient and costly, and the development of intelligent rail-mounted photovoltaic cleaning robot system is of key significance to ensure the efficient operation of power stations. In this study, we propose an intelligent control system design scheme based on sliding mode variable structure control and multimodal data fusion for the motor control and attitude correction of the rail-mounted photovoltaic cleaning robot under complex working conditions.

In the overall design of the system, an "end-edge-cloud" collaborative distributed intelligent architecture is constructed, including the robot body, LoRa wireless communication link, local SCADA monitoring platform, cloud data management and mobile terminal interaction interface. The hardware layer adopts a high-performance MCU main control board and a brushless DC motor drive system, while the software layer develops Web and APP applications based on the VUE framework to realize remote monitoring and intelligent operation and maintenance.

Aiming at the driving problem of brushless DC motor in harsh environment, a bilateral electric drive control strategy integrating sliding mode observer and incremental PID is proposed. The sliding mode observer realizes inductorless rotor position estimation through the line inverse potential method, and the incremental PID algorithm dynamically compensates the synchronization error of master and slave motors. Experiments show that the maximum motor speed fluctuation is suppressed to 0.8% under $4\text{N}\cdot\text{m}$ step perturbation, the dynamic regulation time is shortened to 2ms, and the traditional PI control is improved by 62.5%; the synchronization deviation rate between the dual motors is controlled within 0.15% to 0.38%, and the steady-state deviation is below the 0.5% threshold.

In the field of robot attitude correction control, this study innovatively proposes a multimodal data fusion method, which realizes real-time estimation and closed-loop compensation of attitude under dynamic perturbation by constructing a multimodal late

fusion model based on distributed Kalman filtering, and collaboratively resolving the temporal and spatial correlation characteristics of the angle sensor and the motor current. Experiments show that the method reduces the yaw angle deviation of the robot by 92.8% during cleaning operation compared with a single modal reference, overcoming the inherent limitations of traditional detection methods.

The system integrates hardware layer, communication layer, and software layer to achieve efficient collaboration and unmanned maintenance of robot clusters. In field tests conducted at desert photovoltaic power stations, this robotic system has significantly optimized abnormal early warning response mechanisms and posture adjustment efficiency, substantially shortened the fault handling cycle, effectively optimized the maintenance cost structure, and continuously improved power generation efficiency. The research findings provide a reusable engineering solution for intelligent maintenance of photovoltaic cleaning robots in complex environments, contributing to the unmanned operation and high-reliability development of new energy equipment.

Keywords: Intelligent rail-mounted PV cleaning robot, sliding mode variable structure control, incremental PID algorithm, Motor synchronization, multi-modal data fusion, posture correction

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	II
1 绪论.....	1
1.1 研究背景和意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 光伏清洁机器人研究现状.....	3
1.2.2 光伏清洁机器人电机控制策略研究现状.....	6
1.2.3 光伏清洁机器人姿态纠偏研究现状.....	7
1.3 本文主要研究内容与章节安排.....	8
2 智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统的总体设计.....	11
2.1 系统总体设计.....	11
2.1.1 需求分析.....	11
2.1.2 总体框架.....	13
2.2 挂轨式光伏清洁机器人控制系统设计.....	14
2.2.1 机器人主控板控制方案设计.....	15
2.2.2 机器人电机驱动控制方案设计.....	17
2.2.3 机器人通信方案设计.....	19
2.3 机器人应用软件设计.....	20
2.3.1 Web 端设计.....	20
2.3.2 APP 端设计.....	22
2.4 系统效果图展示.....	23
2.4.1 机器人及电控板展示.....	23
2.4.2 Web 端展示.....	24
2.4.3 APP 端展示.....	29
2.5 本章小结.....	31

3 基于滑模观测器的双边电驱智能控制系统设计	32
3.1 无刷直流电机无感驱动控制问题分析	32
3.2 无刷直流电机数学模型及工作原理	33
3.2.1 无刷直流电机的基本结构	33
3.2.2 无刷直流电机的工作原理	34
3.2.3 无刷直流电机数学模型	36
3.2.4 无刷直流电机无感控制	39
3.3 基于滑模观测器的双边电驱智能控制策略设计	40
3.3.1 双边电驱智能控制系统架构概述	40
3.3.2 基于滑模观测器的无刷直流无感电机控制系统设计	41
3.3.3 基于增量式 PID 的双边电机同步控制	50
3.4 实验结果分析	54
3.5 本章小结	61
4 基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法	63
4.1 光伏清洁机器人姿态偏斜问题分析	63
4.2 光伏清洁机器人姿态偏斜检测及纠偏方法	64
4.3 多模态数据融合	66
4.3.1 多模态融合	66
4.3.2 数据源及预处理	68
4.4 基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型构建	74
4.4.1 卡尔曼滤波器基本原理	74
4.4.2 卡尔曼滤波器参数设置与初始化	75
4.4.3 状态定义与观测模型	77
4.4.4 预测阶段	78
4.4.5 更新阶段	78
4.4.6 多模态数据协方差交叉晚期融合	79
4.5 机器人姿态偏斜检测及纠偏机制	80
4.5.1 基准值设定	80

4.5.2 偏斜检测及纠偏执行.....	83
4.6 实验结果分析	84
4.7 本章小结	90
5 总结与展望.....	92
5.1 全文总结	92
5.2 未来展望	92
致谢.....	94
参考文献.....	95
附录.....	104

1 绪论

1.1 研究背景和意义

随着全球气候变暖和化石能源的枯竭^[1]，可再生能源的开发利用受到重视。中国作为全球最大的碳排放国家之一，也对外公布了可再生能源的发展目标，即“碳达峰”和“碳中和”的目标，以应对气候变化问题。光伏发电作为重要的清洁能源，光伏发电有助于减少对传统化石能源的依赖，提高国家能源安全水平^[2]。

在过去十年中，我国出台了一系列政策文件^[3-5]来支持光伏发电行业的发展。例如，《“十三五”规划》和《“十四五”规划》明确了光伏发电行业的发展方向和目标，推动光伏发电行业向大规模、市场化、高质量方向发展。随着光伏发电行业技术的不断革新，其 N 型电池转换效率已接近理论极限^[6]，光伏产品的制造成本也随之降低，中国光伏发电产业链的各环节产量均实现了高比例增长。如图 1.1，根据国家能源局和中国光伏发电行业协会数据^[7]，截至 2024 年上半年，我国累计光伏装机容量达 71,293 万千瓦，相比 2013 年增长了约 272%；其中，分布式光伏装机容量为 30,951 万千瓦，占比约 43.4%，突显了光伏发电产业的快速发展及分布式光伏的关键角色。

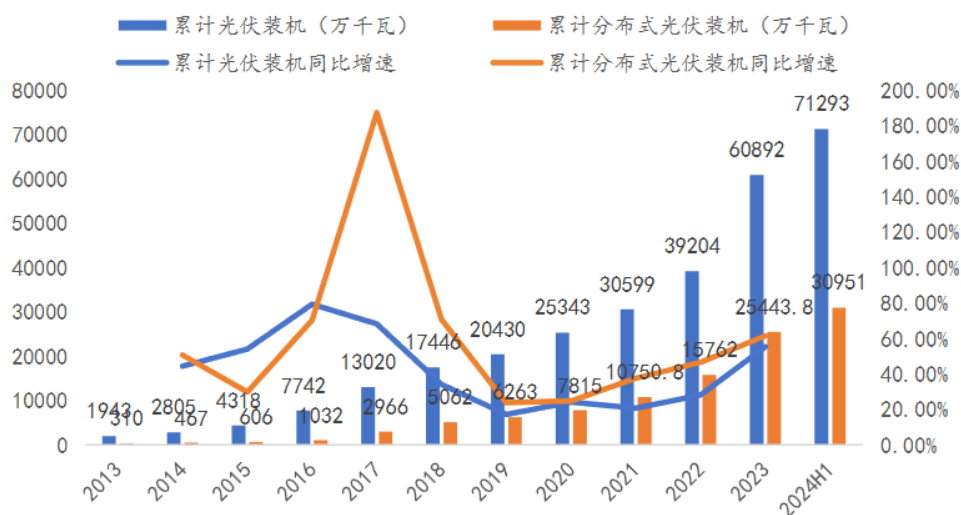


图 1.1 我国 2013 年-2024 年累计光伏装机和分布式装机量（万）千瓦

光伏组件在太阳能转换中起到了至关重要的作用，它通过光伏效应将太阳光转换为电能，是光伏发电系统的核心部件，故而其光伏组件的发电效率直接影响整个发电系统的发电量和经济效益^[8]。我国在西北地区拥有丰富的太阳能资源和广阔的未利用的土地，自“十四五”规划后，国家大力推动建设以沙漠、戈壁、荒

漠地区为重点的光伏发电基地^[9-10]，在此建立了大规模的光伏电站。其电站主要采用集中式光伏电站的安装形式进行布局^[11]。如图 1.2 所示，通常采用支架来支持和固定光伏组件^[12]。支架又细分为固定支架与跟踪支架，其中跟踪支架是结合单轴或者双轴跟踪系统来提高发电效率^[13]。跟踪支架系统能够根据太阳的位置，通过程序对光伏组件的角度进行实时监控和调整，以确保能够以最佳角度获取最大程度的采光，其系统成功应对了太阳辐射强度、光伏组件温度、阴影问题以及光伏装置的朝向与倾角等因素对光伏发电效率的影响^[14]。

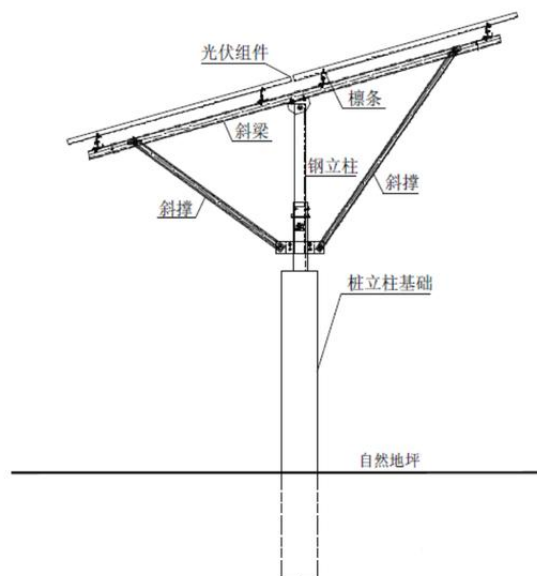


图 1.2 光伏跟踪组件安装结构示意图

由于这些大型光伏电站地处于荒漠的开阔地带，极易造成灰尘堆积覆盖的情况，极大的影响了光伏组件的发电效率，导致光伏组件输出功率最多下降 30%^[15]。传统应对光伏组件积灰的方式是采用人工定期清洗，这种方式本身就存在效率低、成本高的困难，尤其是在偏远的荒漠戈壁地区，人工清洗的难度和成本进一步增加，这就要求光伏组件的清洁工作要逐渐向自动化、智能化、无人化方向发展^[16]。

针对光伏组件的清洁工作，光伏清洁机器人产业迅猛发展，其结合了先进的自动化技术和工程创新，能够高效地完成光伏组件的清洁任务，极大的降低了大规模光伏电站的运维成本，提高了光伏电站的发电效率和经济效益。近年来物联网和大数据技术的蓬勃发展，光伏清洁机器人逐渐向智能化、无人化发展。智能光伏清洁机器人能够接入互联网^[17]，联动气象数据实现无人值守的全天候清洁操作，同时，智能光伏清洁机器人的清洁数据可云端存储，根据云端数据采用高效、环保的清洁方式，减少了水资源的浪费^[18]。随着全球对清洁能源需求的增长，光伏电站的智能化运维、光伏组件的智能化清洁已经成为不可逆转的发展趋势^[19]。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 光伏清洁机器人研究现状

发电量指标是衡量一个光伏电站经济性和运行状态的重要指标，发电量的损失不仅减少了光伏电站的发电效益，还间接增加了运营成本和投机风险，故而发电量损失是困扰大多数光伏电站的主要问题之一^[20]。据相关研究^[21-23]，光伏组件因运维问题，实际发电效率在 65% 左右，尤其一些大型光伏电站，其分布在人烟稀少、环境恶劣的广阔地带，加上灰尘、鸟粪等污渍在光伏组件的堆积会导致光伏电站发电量每年降低 5% 以上。如图 1.3 所示，以 10 兆瓦的光伏电站为例，其每年损失在百万以上，在日累积辐照量 22MJ/m^2 下，电站无清洁运维情况下，8 天即可损失发电量 14.3%，这对于光伏电站所造成的损失不言而喻。

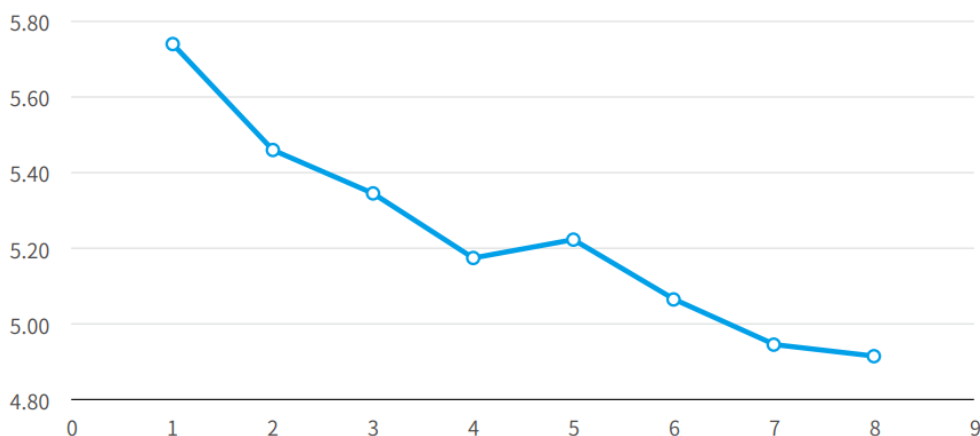


图 1.3 每日每千瓦组件发电量 (kwh)

目前市场上针对光伏电站的传统清洁方式，如若光伏电站按照月频次定时安排人工清洁，即便与市场最低人工清洁价相比，光伏清洁机器人也更具经济性^[24]。如果按照周频次安排人工清洁，那么再进一步分析光伏电站运维成本中各类费用，显然人工清洁的费用显著加剧了这部分更加剧光伏电站的运维成本负担。因此，发展光伏清洁机器人具有重要的现实意义和广阔的市场前景，目前地面行走式光伏清洁车、表面移动式光伏清洁机器人和挂轨式光伏清洁机器人是国内外三种常见的光伏清洁设备。

1、地面行走式光伏清洁车

如图 1.4 所示，地面行走式光伏清洁车^[25]是一种需要人工操作的大型地面行走设备，能够高效、快速地清洁一整片光伏组件，但一些清洁车设备体积较大，难以在地形复杂或空间狭小的地方使用，当面对极端天气或不规则的光伏组件，光伏清洁车面临运行困难和清洁效率的挑战，并且仍然需要人工参与光伏组件的清洁。



图 1.4 地面行走式光伏清洁车

2、表面移动式光伏清洁机器人

表面移动式光伏清洁机器人是一种在光伏板表面自主移动,用于清洁灰尘和污垢的自动化设备,这类机器人通常具有较高的自动化程度,能够适用不同的环境条件。如图 1.5 所示,其主要结构包括移动模块、清洁模块、控制系统模块及传感器等部分,移动模块通常采用履带式设计,使其能够在光伏板表面平稳移动。这类机器人自动化程度高且具备导航功能,能够自主完成清洁任务,减少了人工干预的需求,极大降低了人工成本,但在实际应用中因其续航能力、导航功能、路径规划等原因,清洁效率常常不达预期。不可否认的是,表面移动式光伏清洁机器人在光伏电站的日常运维中存在着巨大的潜力,但还需要不断革新技术,提高清洁效率及稳定性^[26]。



图 1.5 表面移动式光伏清洁机器人

3、挂轨式光伏清洁机器人

图 1.6 所示的机器人是挂轨式光伏清洁机器人,沿光伏板边框轨道运行,其清洁滚刷嵌合光伏组件的宽度与角度,增大了单次清洁面积,能够高效、均匀地进行光伏板表面清洁。在实际应用中,这类机器人的安装和维护成本较高,且只适用于单排作业,无法跨排作业,其主要应用场景在沙漠、山地等大型光伏电站中,相对人工清洁具有高效率、无人监守、自动化程度高等优点,在光伏电站的生命周期中其运维效率和成本为光伏电站带来了显著的经济效益。但挂轨式光伏

清洁机器人目前仍然面临运行姿态稳定性差的挑战,这也无形中增大了维护的检修的压力^[27]。



图 1.6 挂轨式光伏清洁机器人

光伏清洁机器人被称为光伏电站的“第四大件”,其清洁效率和稳定性的技术提升,同样也会提升光伏电站的发电效率和经济效益。根据国家能源局规划,到2030年,我国将在沙漠、戈壁、荒漠地区建设总装机量达到4.55亿千瓦的大型风电光伏基地,而在这些地区的光伏电站中,上文所提到的挂轨式光伏清洁机器人因其固定式的安装方式、便携式的体积及高效率的清洁结构,使其具有得天独厚的优势,成为此类大型光伏电站运维清洁的第一选择。在大数据与物联网蓬勃发展的时代背景下,自动化、智能化与无人化已成为产业发展的必然趋势,光伏电站运维领域亦不例外。无人值守的智能化光伏清洁机器人,凭借其先进技术与高效性能,必将逐步取代传统人工清洁方式以及自动化程度较低的光伏清洁机器人。

挂轨式光伏清洁机器人,作为智能化清洁设备的典型代表,能够借助LoRa、4G等远距离无线通信技术接入互联网,实现运行数据的实时上传至云平台,从而达成设备的远程智能化监测与控制。该机器人具备根据天气、时间等因素进行自主巡航清洁的能力,可有效应对复杂多变的工作环境。当遭遇故障或陷入困境时,机器人能够及时上报日志,并尝试自行调整以恢复正常运行。若无法脱困,管理人员可依据日志信息,迅速了解清洁机器人的运行工况,及时开展设备维护工作。这不仅极大地减轻了光伏电站管理人员的工作负担,还显著降低了光伏电站的安全隐患,提升了管理效率。此外,随着无线通信组网技术的不断发展,光伏电站能够一次性管理数十台挂轨式光伏清洁机器人,这些机器人共同构成一个高效的清洁系统。依据预设或实时的清洁指令,该系统可在短时间内完成整个光伏电站的清洁运维任务,同时,回传的清洁数据为管理人员提供了丰富的分析素材,有助于其总结经验、优化管理策略。

综上所述,相比于传统人工清洁和自动化程度低的光伏清洁机器人,无人值守的智能化光伏清洁机器人不仅显著降低了人工成本,还大幅提升了光伏电站运

维的效率和准确性,通过其先进的自动化技术,能够实现全天候的清洁工作,有效清除光伏板上的灰尘和污垢,从而提高发电效率。

目前,随着全球能源转型和清洁能源需求的不断增加,光伏电站的运维效率和发电效率成为关键问题。智能光伏清洁机器人作为解决这一问题的重要工具,市场需求呈现出快速增长的趋势。国内外诸如:德国的 CleanRobot、美国的 SolarBotics、合肥仁洁智能科技有限公司、上海伟匠机器人科技有限公司、深圳怪虫机器人有限公司、深圳创动科技有限公司、杭州爱欧珞机器人科技有限公司等都参与到智能光伏清洁机器人的研发中。

除国内外企业,国内高校也积极参与研究光伏清洁机器人,诸如山东科技大学、兰州理工大学、浙江大学、杭州电子科技大学等。其中杭州科技大学团队通过其在嵌入式系统、机器人等领域的研究经验和优势,其团队的产业资源为我校学生提供了广大的光伏清洁机器人实验学习平台,积累了宝贵的现场经验,其研究成果已经在多家企业实现了产业化应用。推动了光伏推动光伏清洁机器人技术的创新与应用,为学术界和产业界提供支持。同时有效帮助了光伏电站降低光伏发电系统的运维成本,还显著提升光伏发电效率,为实现绿色能源转型贡献力量。

1.2.2 光伏清洁机器人电机控制策略研究现状

电机是光伏清洁机器人驱动系统的核心部件^[28],影响着机器人清洁作业的流畅性、稳定性、高效性。挂轨式光伏清洁机器人是固定在光伏跟踪支架上的轨道固定式光伏清洁机器人,这类机器人通常是双边行走电机驱动控制,滚刷电机控制底边的携带毛刷进行光伏板清洁。为了保证挂轨式光伏清洁机器人在轨道上的平稳运行,高效的电机及其优化的控制策略研究成为重中之重。

机器人电机控制策略主要基于动力学模型、控制理论、系统设计等,其研究主要集中在:

(1) 动力学模型,通常采用机理建模方法,该模型在固定坐标系 OXY 中通过三个广义坐标来完全描述机器人的运动:质心 C 的位置坐标 x_c 和 y_c ,以旋转角度 α_o 。系统动力学考虑了机器人整体质量 M ,绕质心 C 的转动惯量 I ,同时纳入因偏转产生的弹力分力 F_x 和摩擦力 M_r 等因素的影响^[29-31],旨在确保机器人双边的协同运动,抑制偏摆并防止卡死现象的发生。

(2) 控制理论,如基于线性二次型调节器和 PID 控制器提出的控制策略。其中基于线性二次型调节器的控制策略,通过分析机器人与光伏板之间的力与运动关系,设计出能够抑制由于双边电机驱动不同步造成偏摆问题的控制策略^[32-36]。

(3) 系统设计,即智能化控制系统的设计,智能化系统通常由感知层、决策层和执行层构成。决策层接收感知层收集到数据信息,基于预设规则或机器学习

习模型做出最优决策，并把指令发送至执行层以驱动电机完成相应动作。如杭州轨物科技有限公司，其机器人采用了模块化的软件架构，使得各个功能模块之间既保持了独立性又能够高效协作。例如，其视觉识别模块可以准确判断光伏板上的污渍分布，然后将相关信息传递给路径规划模块，后者据此制定出最合理的清洁路线。与此同时，动力管理系统会根据实际需求调整电机输出功率，保证机器人始终处于最佳工作状态^[37-39]。

综上所述，随着光伏清洁机器人的智能化的发展，更加需要基于动力学模型和控制理论的基础建立智能化系统来合理、准确、低成本的控制电机运动，以保证光伏清洁机器人能够流畅、稳定、高效地完成作业，从而进一步提升光伏电站的运维效率和发电效率。

1.2.3 光伏清洁机器人姿态纠偏研究现状

随着光伏部署规模和技术能力的提升，对于像地处荒漠、戈壁滩等人迹罕至的大型光伏电站，非常依赖挂轨式光伏清洁机器人的清洁作业，随着机器人部署量的提升，其管理人员越来越重视光伏清洁机器人的清洁效率如何有效提升光伏清洁机器人的清洁效率、稳定性和准确性，已成为当前研究的重点之一^[40-41]。机器人运行中功率稳定性和姿态稳定性是非常重要的两个指标，前者是维持机器人性能和能量使用效率，后者则是确保机器人在作业时的效率性及安全性。对于挂轨式光伏清洁机器人来说，其运动模块固定于光伏板两边的轨道上，由于轮毂、电机的机械差异性及运行环境等原因，光伏清洁机器人两边的行走电机在轨道上运行的里程会存在差异，这就导致机器人发生错位。这种错位一方面会导致机器人出现卡死自锁现象，一方面会增大机器人功耗，且运行相同距离，远比正常姿态要花费更长时间，严重时甚至会损坏电机和光伏组件支架^[42]。如何在复杂环境下能够及时、准确地发现并纠正机器人的偏斜问题已经成为光伏清洁机器人行业的研究热点。

机器人姿态纠偏是指通过控制和调整机器人在空间中的姿态，以纠正其偏离预定目标姿态的现象。根据相关研究，应用于固定式行走机器人领域的姿态纠偏技术方法主要分为：机械方法、传感器技术、图像检测技术等。

(1) 机械方法，通常对机器人的结构进行优化设计。诸如增加随动臂、弹性复位件，同步带传动、摩擦力平衡、万向轮辅助等，以加装或优化机械结构的方式使得机器人在轨道上平稳移动，而且能够有效地防止双边产生位移差，以避免清洁机器人运行卡死的风险^[43-44]。

(2) 传感器技术，通常在机器人上加装如角度传感器、红外测距、激光雷达、电阻环检测等传感器，利用传感器技术来实时获取关于机器人运行位置、姿

态等数据信息,将这些数据再通过主控模块对其进行去噪、滤波、特征值等处理。机器人通过传感器数据的变化来感知实际运行姿态的变化,以此维持机器人在光伏板上的姿态稳定,即便发生偏斜现象,也能够及时感知并进行姿态纠偏^[45-47]。

(3) 图像检测技术,是一种基于机器视觉和图像识别技术来辅助光伏清洁机器人进行位置检测的方法。其原理是通过机器视觉和图像处理技术来捕捉并识别轨道、光伏板边缘以及其他关键特征点的图像信息,通过图像处理算法,如尺度不变特征变换、加速稳健特征或 ORB (Oriented FAST and Rotated BRIEF, ORB), 可以从采集到的图像中提取出稳定的特征点。这些特征点可以帮助确定机器人相对于光伏板的具体位置,从而判断光伏清洁机器人双边运行位置差,以及时、准确地调整机器人运行姿态^[48-51]。

表 1.1 机器人姿态纠偏方法对比

方法	优点	缺点	成本
机械方法	稳定性好,直接反馈,可靠性高	精度有限,适应性差	较高
传感器	实时性高,易于集成	易受环境影响,数据处理复杂	一般
图像检测	灵活性高,多功能性强	依赖良好光照条件,实时性差	较高

综上所述,对于大型光伏电站需要多设备同时进行清洁作业,强实时性、高适应性、高灵活性、高精度、低成本是非常重要的纠偏性能指标。机械方法缺少精度和适应性,且存在使用磨损的年限影响;图像检测技术,虽然灵活性高且能扩展出其他功能,但光伏电站选择光伏清洁作业通常是在夜晚或光照条件一般的时间,以避免干扰发电效率。故而传感器技术虽然存在技术缺陷,但由于实时性高、易于集成且成本可控的特点,成为当下智能光伏清洁机器人位置检测、纠偏技术的首选。传感器技术在光伏清洁领域中的应用使得清洁机器人可以自动化、智能化地适应复杂多变的工作条件,降低了人工干预的需求,实现了全天候高效作业,这对保障光伏电站的长期稳定运行至关重要。因此,在追求更高能源转换效率和服务可靠性的背景下,传感器技术已成为推动光伏清洁机器人技术进步不可或缺的核心力量。

1.3 本文主要研究内容与章节安排

本论文针对挂轨式光伏清洁机器人在大型光伏电站实际应用中痛点与难点,结合嵌入式设备、物联网通信等一些技术,旨在通过深入研究,对挂轨式光伏清洁机器人电机控制策略和可能发生的姿态偏斜情况,提出一套智能挂轨式光伏清

洁机器人控制系统的解决方案。

第一章：绪论，本章聚焦光伏产业发展中因组件污染导致的发电效率衰减问题，阐述智能化清洁设备的必要性，并对机器人的电机驱动控制、运行姿态纠偏的研究现状进行了深入分析。

第二章：本章阐述智能挂轨式光伏清洁机器人系统开发的全流程实现。首先从场景化需求出发进行系统架构的顶层设计；继而重点论述核心模块的技术实现，包括：机器人主控硬件架构的优化设计、无刷电机驱动控制方案开发、多模通信协议协同设计三部分构成设备级控制体系，以及基于“云端-边缘-终端”架构的物联网管理平台开发；最终通过硬件原型系统与可视化人机界面的联合调试，完整呈现系统运行效果。

第三章：本章重点研究机器人在运行过程中遇到的双边电机控制问题。针对高负载工况下双驱系统功率损耗大、同步精度不足导致的电机寿命缩短及运维成本攀升等问题，本章提出一种基于滑模观测器的智能双驱控制方案：通过构建具有强扰动抑制能力的滑模观测器实现无感电机转子位置精准估计；结合增量式PID算法建立动态补偿机制，即以转动脉冲数为反馈量形成闭环调节，并融合硬件驱动设计与软件协同策略构建双边同步系统。

第四章：本章针对荒漠光伏电站挂轨式清洁机器人因双侧驱动系统机械差异及环境扰动导致的姿态累积偏斜问题，提出一种基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法。在第三章双驱同步控制系统的基础上，构建分布式卡尔曼滤波架构，设计独立子滤波器分别解析角度传感器观测方程与主、从电机电流观测方程，实现机器人姿态的精准感知。该方法创新性地采用多模态数据协方差交叉晚期融合对异构数据进行动态权重优化整合，基于子滤波器输出的置信度权重生成全局最优姿态状态估计及误差边界，形成多模态数据的相互佐证机制：通过角度传感器的高频响应特性捕捉瞬时姿态波动，同时结合电机电流信号的负载力学反演能力识别双侧力学失衡趋势。最终将全局姿态估计结果实时嵌入闭环控制系统，构建完整机器人姿态纠偏闭环链路，利用角度信息与电流信号的时空关联特性实现实时偏差补偿。

第五章：总结与展望。本章对机器人的整体设计和关键结果进行总结。并且分析设计的不足和对相关方案进行展望。

本文各个章节关系如图 1.7 所示，第一章作为研究背景，提出光伏清洁机器人电机控制与姿态纠偏两大核心问题。第二章构建系统整体框架，形成硬件控制体系与物联网平台，为后两章奠定工程基础。第三章聚焦第二章中的电机驱动模块，解决双驱同步问题，其控制方案构成第四章的基础。第四章针对第二章系统运行中的姿态偏差问题，在第三章双驱控制基础上建立多模态纠偏机制，形成“控

制-感知-补偿”闭环。前四章形成“系统构建-驱动控制-姿态纠偏”的递进关系，第五章对全篇进行总结。各章通过关键技术串联，共同构建智能光伏清洁机器人完整解决方案。

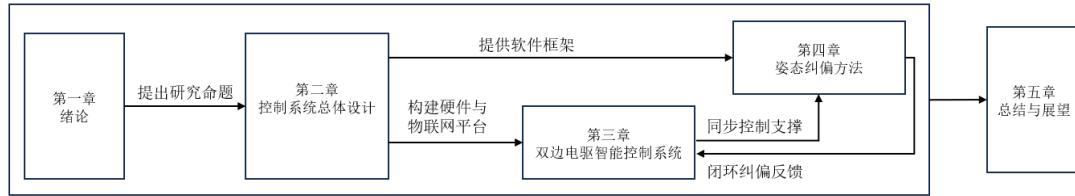


图 1.7 全文章节关系图

2 智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统的总体设计

在物联网与人工智能技术深度融合的背景下,针对传统光伏清洁设备存在的智能化程度不足、远程管控能力薄弱等问题,本研究提出一种基于“端-边-云”协同架构的智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统。通过 LoRa 无线通信模组与工业以太网的异构网络融合,构建了覆盖设备层、传输层与应用层的三级通信架构:机器人主控单元通过 LoRa 与本地网关建立低功耗广域连接,网关设备将清洁次数、运行位移、电机数据、电池数据等关键参数实时上传至 SCADA 系统,最终通过 MQTT (Message Queuing Telemetry Transport, MQTT) 协议实现云端数据同步与多终端交互^[52]。该系统架构实现清洁作业全流程的智能闭环控制,为光伏电站的无人化运维提供完整的解决方案。

2.1 系统总体设计

2.1.1 需求分析

智能挂轨式光伏清洁机器人系统主要面向荒漠及戈壁地区的大型地面集中式光伏电站,如图 2.1 所示。此类区域普遍缺乏稳定的通信网络覆盖,且长期面临极端自然环境挑战:频繁的沙尘暴与强风沙侵袭导致光伏板表面积尘速度加快,强烈的紫外线辐射与昼夜温差变化加速设备老化。传统人工清洁模式受限于恶劣环境条件,存在作业效率低、人力成本高及安全隐患等问题。在封闭式管理要求下,系统需完全依托本地化部署架构运行,以确保数据隐私与电站信息安全。针对单电站部署规模超百台机器人的应用场景,系统需具备高扩展性以支持多机器人集群协同作业,同时实现与光伏跟踪架控制器的动态绑定功能,保障设备在复杂地形中的精准定位与控制。此外,系统需适应荒漠地区高温、高湿及多粉尘的严苛工况条件,确保长期稳定运行。



图 2.1 挂轨式光伏清洁机器人大型光伏电站应用场景图

基于荒漠地区光伏电站的复杂工况与管理要求，本系统需围绕以下核心维度构建技术框架：

高容量、高可用性通信架构设计：面向大规模设备集群管理需求，系统需构建支持多层级通信的弹性网络架构。通信系统应具备千台级设备并发接入能力，单节点可承载超百台机器人协同通信。通过分布式网络拓扑与动态负载均衡机制，确保关键指令的快速响应与数据传输实时性。针对极端环境下的网络中断风险，采用冗余服务器集群与多路径通信技术实现毫秒级故障切换能力，保障系统在恶劣条件下的连续运行。

高稳定性与易维护性设计：系统需适配通用计算硬件平台运行环境，通过轻量化架构设计与资源优化调度算法降低对硬件性能的依赖。部署流程需实现自动化配置与智能诊断功能，显著降低现场部署与后期维护的技术门槛。针对荒漠地区昼夜温差大、沙尘浓度高等特点，强化硬件环境耐受性与软件容错机制的结合设计，确保系统在长期无人值守场景下的稳定运行。

智能化协同作业能力提升：通过多源感知数据融合与智能电控系统优化清洁决策逻辑。支持机器人与光伏跟踪架的多设备动态绑定机制，实现清洁路径与光伏板角度的自适应匹配。基于历史运维数据分析构建预测性维护模型，动态调整清洁频次与资源分配策略，显著提升整体清洁效率与设备利用率。

综上所述，本系统设计以荒漠地区光伏电站的清洁效能提升与无人化运维为核心目标，构建多维度协同的技术体系。通过高弹性通信架构实现千台级设备的集群管理与实时响应，结合轻量化部署方案与强化环境适应性的硬件设计保障系统长期稳定运行。在安全层面建立数据加密、网络隔离与主动防御的全链路防护机制，有效应对封闭式管理场景下的信息安全挑战。同时引入智能决策与多设备动态协同技术，显著优化清洁路径规划与资源调度效率。该方案通过“通信-运行-安全-智能”四维融合设计，不仅解决传统清洁模式效率低、成本高的痛点，更为极端环境下的光伏电站运维提供可靠性强、扩展性优的闭环解决方案。

2.1.2 总体框架

如图 2.2 所示，本系统由五大核心模块构成：光伏清洁机器人本体、LoRa 无线通信模块、本地 SCADA 监控平台、云端数据中心及移动终端，并支持与第三方运维系统的标准化接口对接。通过多层级协同机制，实现光伏板清洁作业的智能化闭环管理。

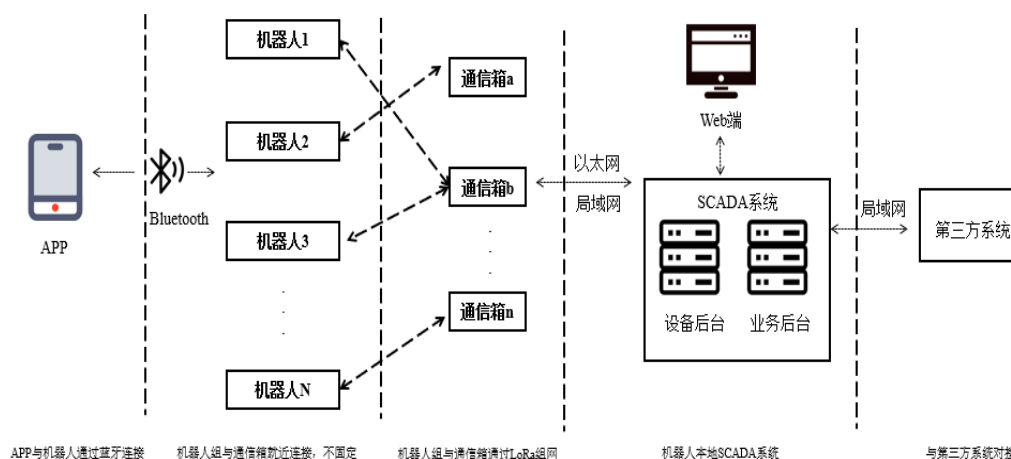


图 2.2 智能挂轨式清洁机器人整体框架图

作业时，光伏清洁机器人本体依托 LoRa 广域通信，采用 LoRa 无线组网技术，构建广域低功耗物联网络，将运行数据实时回传至本地 SCADA 系统，用于状态监控与异常预警；同时，通过 Bluetooth 与移动终端连接，实现近距离控制与数据传输。机器人与通信箱通过 LoRa 组网传输数据，通信箱经局域网与本地 SCADA 系统相连，保障数据传输稳定。双频网关集成 GPS 时间同步和冗余备份机制，确保通信可靠性 $\geq 99.9\%$ 。实测数据显示，单基站可支持超 100 台机器人并发通信，数据丢包率 $< 0.1\%$ ^[53]。

本地 SCADA 系统含设备与业务后台，通过局域网接收机器人运行数据，监控其状态并预警异常。云端数据中心通过以太网与本地 SCADA 系统相连，聚合多维度数据，提供远程管理入口，方便用户跨地域操控设备与分析数据。移动终端通过 Bluetooth 与机器人连接，供用户实时查看设备状态与相关参数，实现远程监控管理。第三方系统接口通过协议转换模块，实现数据互通与功能扩展，支持与第三方运维系统对接。

智能挂轨式光伏清洁机器人针对光伏板清洁需求设计，在感知层，机器人集成多模态传感器阵列，实现运行状态与环境参数的实时采集，数据采集精度达 $\pm 0.5\%FS$ 。构建“感知-决策-执行”闭环控制体系响应时间 $\leq 200ms$ 。依托 LoRa 无线通信与 SCADA 监控平台交互数据，实时上传运行参数、接收远程指令。相较人工清洁提升作业效率 3-5 倍，具有提升发电效率、优化运维成本、延长设备寿

命、实现智能协同管理等优势。通过云端与移动终端协同，构建全生命周期管理体系，为光伏电站智能化运维提供标准化方案。该架构降低人工维护成本，提升清洁效率，其模块化设计保障系统的场景适应性与功能可扩展性。

LoRa 通信系统是机器人与本地 SCADA 监控平台的核心传输通道，构建广域无线数据交互网络。通过 LoRa 网关与后台 SCADA 系统建立双向链路，既能实时采集传输机器人运行、故障信息，又能精准下发控制指令。网关集成多模态接口，兼容 LoRa 和 Modbus-RTU 协议，接入气象传感器网络获取环境数据。为保可靠，采用 GPS（Global Positioning System，GPS）模块实现全网时间同步，构建通信冗余备份机制，内置存储单元归档日志，结合 OTA（Over-the-Air Technology，OTA）技术维护固件，通过以太网接口对接局域网，形成“端-边-云”稳定通信体系^[54]，为光伏清洁系统智能化管控提供传输保障。

主备服务器体系构建冗余容错机制，主服务器负责核心数据处理等关键业务，解析多源数据流生成策略与告警。备用服务器热备并同步数据，主服务器异常时可毫秒级切换，保障清洁作业与业务完整。系统通过标准化 API 接口集成第三方运维平台，融合数据并协同控制，如整合倾角传感数据构建清洁机器人启停判断模型，提升运维效能。

移动应用以蓝牙/串口双模协议与机器人建立低时延通道，搭建全生命周期管理平台。用户可实时获取数据，动态调整策略，通过可视化界面精准操作。系统集成日志追溯与 OTA 升级功能，支持故障诊断与性能优化，形成“监测-控制-维护”闭环链路，为人机协同管理清洁机器人集群提供高效方案。

2.2 挂轨式光伏清洁机器人控制系统设计

挂轨式光伏清洁机器人整体电控及外设硬件电路设计框图，如图 2.3 所示，整体硬件结构包括，MCU（Microcontroller Unit，MCU）主控单片机模块，电机驱动模块、LoRa 无线通信模块、电池包模块。

MCU 主控模块作为机器人智能控制核心，采用基于 ARM Cortex-M4 架构的 GD32F427ZGT6 芯片，构建具备边缘计算能力的多模态控制体系。该模块通过 I²C 总线实时采集 16 通道传感器数据流，集成自适应卡尔曼滤波算法实现温湿度、光照强度等环境参数的融合处理，数据解析周期 $\leq 5\text{ms}$ 。

系统创新设计能耗动态均衡机制，通过动态电压频率调节技术实现运算负载与功耗的优化匹配，实测功耗波动范围控制在 $\pm 5\%$ 以内。在典型工况下，嵌入式控制策略可使清洁路径规划效率提升 37%，电池续航延长 1.8 倍。主控模块预留 RS485 总线接口，构建本地决策与云端指令的协同控制通道，支持 32 路并行任务处理能力。经工业级测试验证，该模块在 -25°C 至 85°C 温度范围下仍能保持控

制信号输出稳定性 $\geq 99.6\%$ ，为光伏清洁机器人提供兼具实时响应与鲁棒性的智能控制解决方案。

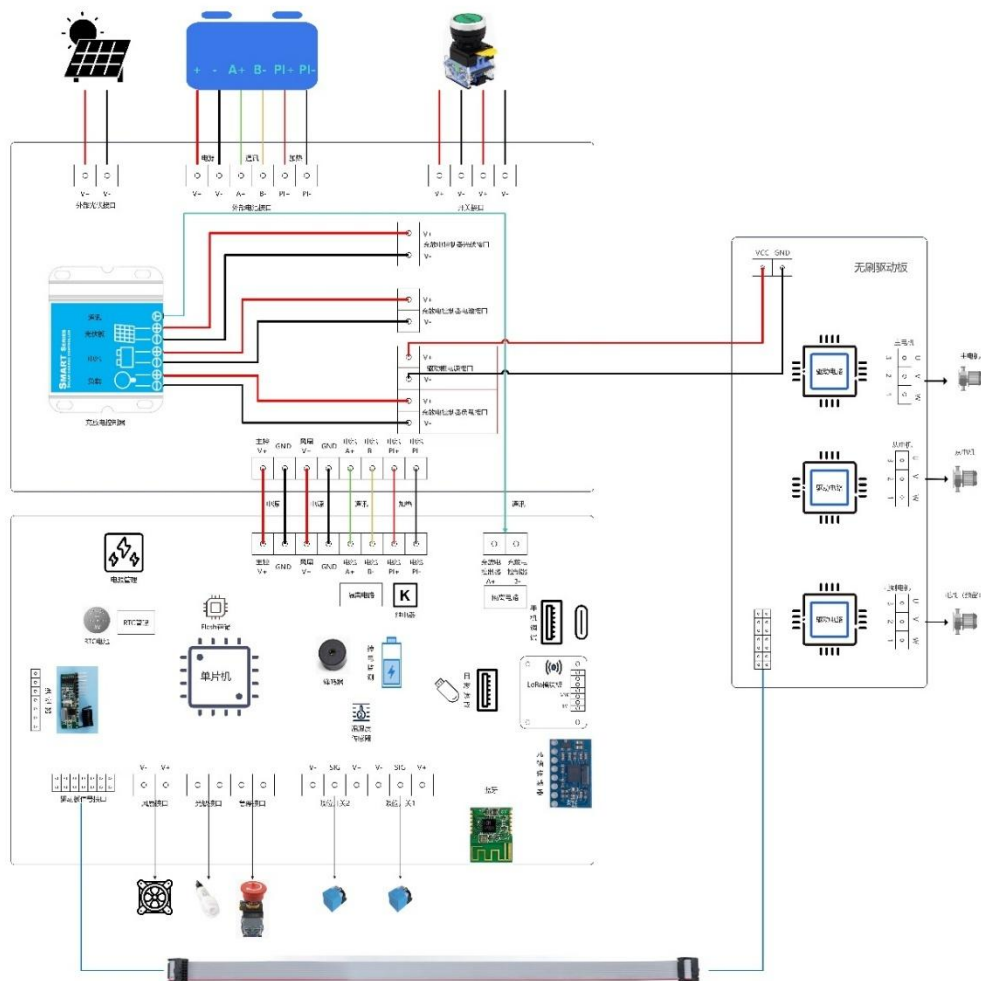


图 2.2 挂轨式光伏清洁机器人整体电控及外设硬件电路设计框

2.2.1 机器人主控板控制方案设计

如图 2.4 所示，机器人主控板软件结构设计框图中包含了机器人 MCU 主控芯片、电机驱动控制模块、LoRa 模块、蓝牙模块、存储模块、温度传感器、角度传感器、限位传感器、光线传感器、加热及散热模块、电池包通信模块、充放电控制模块、遥控模块、急停控制、蜂鸣器、指示灯，各个模块的功能说明，如表 2.1 所示。

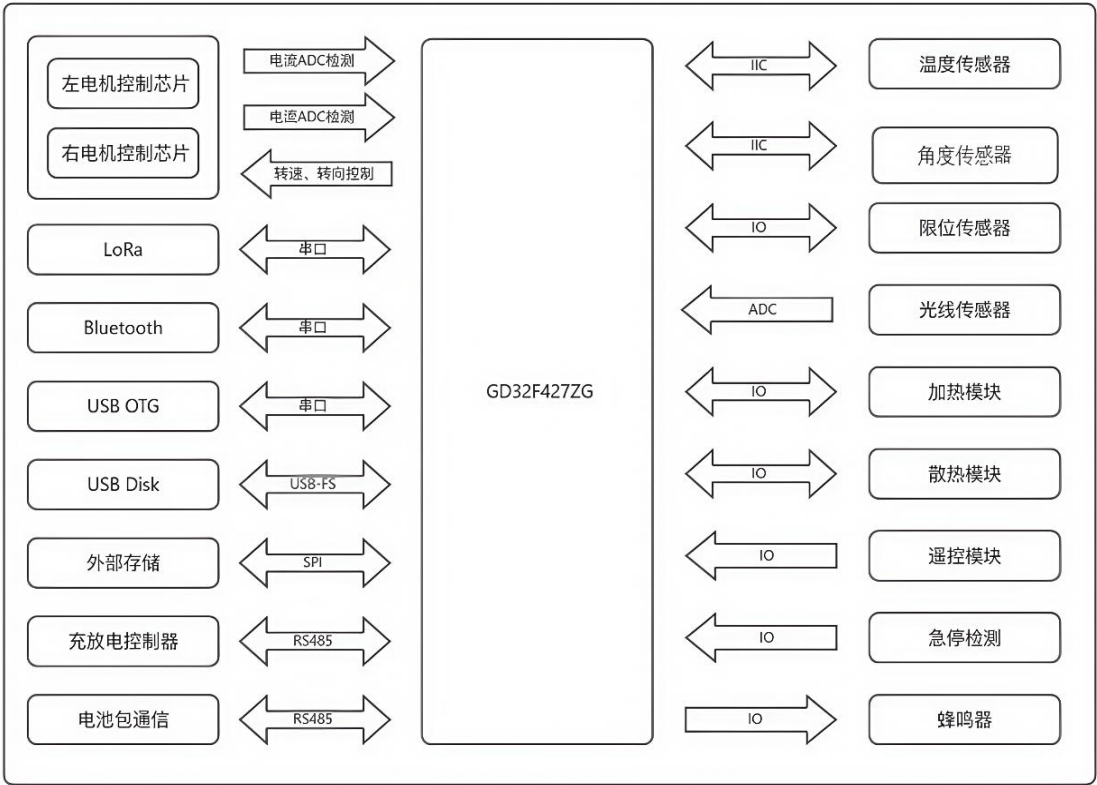


图 2.3 机器人主控板软件结构设计框图

表 2.1 机器人主控软件模块功能说明

序号	模块	功能说明
1	蓝牙模块	建立机器人与移动终端双向交互通道，支持指令传输与状态监控。用户蓝牙连接即可实时操控、获取数据，实现运维功能。模块融合物理与应用层，打造轻量化链路，提升交互效率，无缝衔接现场与远程运维。
2	存储模块	用 Flash 记录运行轨迹与环境参数，构建运维数据库，搭配智能归档，形成可检索知识库，为故障诊断、性能优化提供数据支撑，实现全生命周期管理。
3	温度传感器	实时采集温度数据，高温加强散热，低温开启防冻，通过闭环调节适应极端温差，保障作业连续和设备稳定，提升电站运维效率。
4	角度传感器	六轴传感器定时采集偏航角，偏差超限时激活补偿算法，耦合空间感知与运动控制，形成防失速保护，提升复杂地形适应能力。
5	限位传感器	轨道两端装置实时监测边界，终端触发信号，主控解析坐标、更新状态，通过双向限位闭环反馈，确保作业边界可控和系统可靠。
6	光线传感器	依据光照强度切换能源策略，光伏优先，光强低时切换电池，通过闭环控制协同发电与续航，保障全天候运行。
7	加热及散热模块	根据电池温度双向调控，低温加热、高温散热，主控板闭环管理，平衡能耗与可靠性，保障储能系统稳定。

续表 2.1 机器人主控软件模块功能说明

序号	模块	功能说明
8	电池包通信模块	通过 RS485 总线监测电池参数，异常时立即触发保护机制，停机、上报、留存日志，确保电池安全。
9	充放电控制模块	充放电控制器实时监控机器人电池充放电电流，异常时触发本地光报警与远程数据回传，LED 显示故障等级，诊断代码推送至监控终端，保障供电稳定与运行安全。
10	遥控模块	通过 APP 设置，机器人可进入蓝牙遥控模式，执行前进、后退、停止、复位操作，便于运维。
11	急停控制	硬件级触发装置构建安全通道，物理急停按钮优先接管控制权，中断运动指令，转入安全模式，遵循非断电制动原则，与主控系统协同防护。
12	蜂鸣器	蜂鸣器模块采用多频声编码，接入存储介质时提示，故障时告警，和核心系统协同，将设备状态转为声学信号，提升运维体验。
13	指示灯	状态指示灯以作业、充电、告警三色灯反馈设备状态，作业灯标识任务进程，充电灯反映电池状态，告警灯提示异常等级，操作人员通过灯光组合快速识别设备情况，辅助运维决策。

2.2.2 机器人电机驱动控制方案设计

挂轨式光伏清洁机器人采用主从双电机协同驱动架构，通过机械联动与电子控制相结合的方式实现精准运动控制。如图 2.4 所示，系统将毛刷传动机构与主行走电机齿轮组耦合设计，形成主电机驱动行进与清洁功能联动的机械拓扑结构，从电机通过动态扭矩补偿算法实现行进姿态稳定控制。该架构有效降低机械复杂度，双电机冗余设计使系统具备 $\pm 30^\circ$ 坡道自适应能力。

通信层面构建三级控制架构，如图 2.5 所示，主控板通过 3 路独立 RS485 总线与电机驱动模块建立全双工通信链路。主控单元基于 10ms 周期的 RS485 总线轮询机制，采用 Modbus-RTU 协议实现电机转速、转向参数的闭环控制，同步采集电机电流、温度等 8 项状态参数。通信系统设计 CRC 校验与超时重传机制，实测总线通信误码率低于 0.01%。

电机选型方案对比测试显示，传统有刷电机因机械换向结构存在物理磨损隐患，运行稳定性差，持续作业易故障；无刷电机基于电子换向技术^[55]，通过电磁场精确控制实现非接触式电流传导，有效规避碳粉污染与电弧风险，具备高效能转换效率、低噪特性和优化热管理能力，在连续高负载工况下仍能稳定输出扭矩。实测表明，无刷方案显著提升光伏清洁机器人运动可靠性，延长关键部件使用寿命，为全天候作业提供更优动力保障。

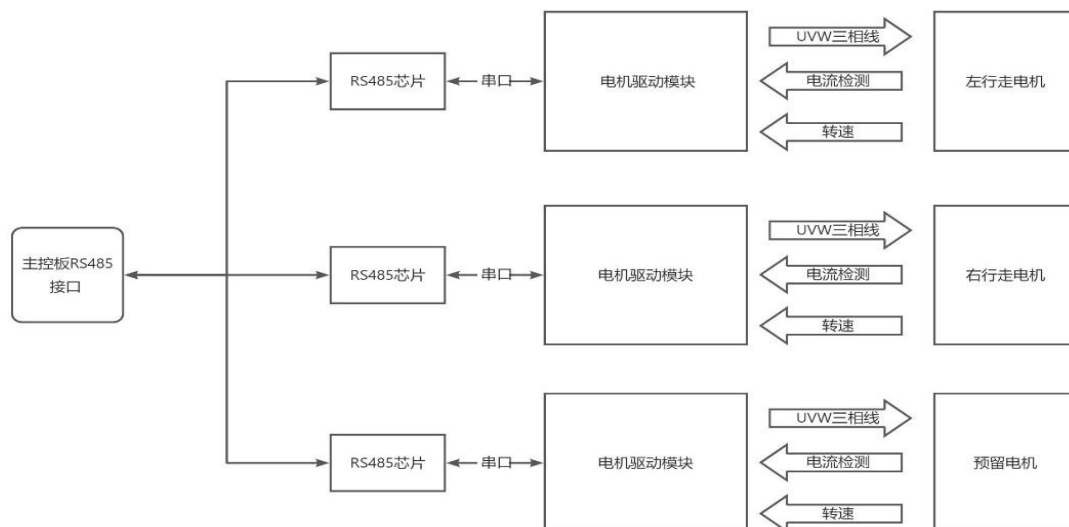


图 2.4 机器人主控板与电机驱动模块硬件连接设计框图

驱动方案采用无感无刷电机技术，如图 2.6 所示，基于 GD32F303RCT6 微控制器与 TB6575FNG 驱动芯片构建分层控制架构。主控层通过 PWM 占空比调节实现电机软启动/制动控制，驱动层集成反电动势过零检测算法实现无传感器换向控制，有效消除传统有刷电机的电弧风险。系统内置动态电流限制算法，可实时匹配不同工况下的扭矩输出需求。

电机驱动控制系统通过主控板发送速度、电流限制等参数，利用脉冲调节技术实现平稳操控，启动时逐步提速，停止时减速缓冲。系统实时监测运行角度和工作状态，遇异常或清扫断点自动保存进度并切换安全模式。结合预设防误扫逻辑，确保机器人在白天等特定场景不会误启动，保障设备安全，提升智能化水平。

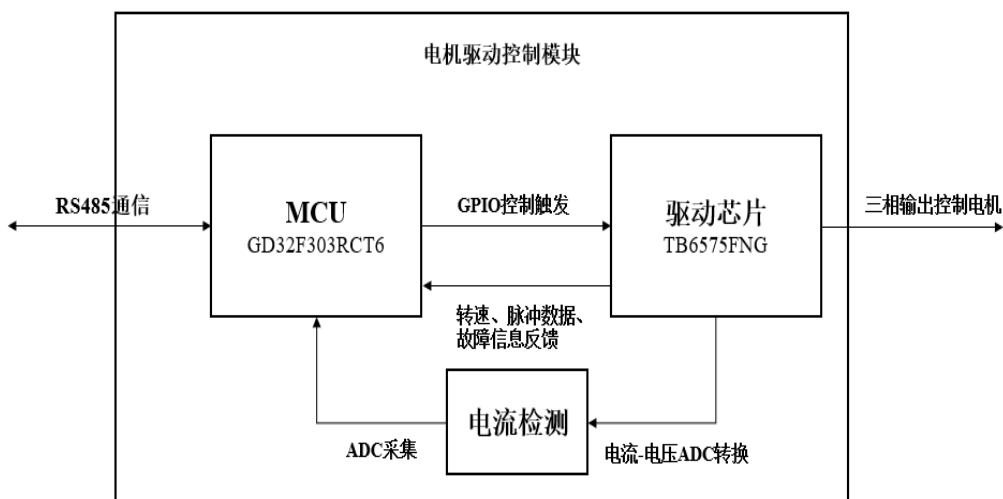


图 2.5 电机驱动控制模块硬件设计框图

2.2.3 机器人通信方案设计

光伏清洁机器人通信系统创新性地构建了 LoRa 与蓝牙双模异构架构，通过动态频段配置与协议栈优化，实现了广域监测与近场调试的有机协同^[56]。在 LoRa 广域通信方面，系统采用 433MHz 频段的自适应跳频技术，配合 3dB 高增益全向天线，使通信半径扩展至 3 公里，经 200MW 光伏电站实测验证，该技术在 50-100 台机器人并发场景下仍能保持 5 秒级指令响应速度，相较传统 4G 方案降低 83% 的通信延迟。尤为突出的是，其组网算法在 100 节点规模下将报文丢包率控制在 0.1% 以内，结合 32MB 本地闪存的 365 天数据缓存能力，即使在基站离线状态下仍可保障 72 小时连续运行，该特性使系统在戈壁、荒漠等恶劣环境中的可用性达到 99.99%。

如图 2.7 所示，系统通过标准化协议框架，提升交互可靠性。定义了三类基础报文格式：用于大文件分块传输的数据包；控制端发起的操作指令；确认反馈信号以及故障报警信息。应答机制分为简单确认回复（无数据域）和带执行结果的详细回复。告警报文包含错误代码与处理建议。通过“发送-回执”校验机制，确保每条指令完整且可追溯，形成日常运维与应急响应的闭环管理体系，为设备稳定运行提供可靠的跨平台交互支持^[57]。

数据帧								
帧头					数据域		帧尾	
起始符	控制码	地址码	帧计数器	数据域长度	数据		校验码	结束符
正常情况下应答帧：命令帧、告警帧								
帧头					数据域		帧尾	
起始符	控制码	地址码	帧计数器	数据域长度	命令码	命令参数	校验码	结束符
异常情况下应答帧：无数据应答帧								
帧头					数据域		帧尾	
起始符	控制码	地址码	帧计数器	数据域长度	空白		校验码	结束符

图 2.6 通信帧类型示意图

蓝牙近场交互模块则基于蓝牙 5.2 协议深度定制，通过动态功率控制算法将 3 米内通信功耗降至 0dBm，实测数据显示模块待机电流仅 1.2 μ A，较市面主流方案节能 68%。在数据传输可靠性方面，系统集成 CRC-32 校验与双重 ACK/NACK 应答机制，使调试指令在标准电磁干扰环境下的误码率稳定低于 10^{-6} 量级。创新设计的双优先级队列架构有效区分控制指令与数据流，在密集操作场景下将时延波动从 $\pm 120\text{ms}$ 压缩至 $\pm 35\text{ms}$ ，实测 500 次连续固件升级任务中成功率高达 99.8%，单次升级耗时较传统模式缩短 80%。

为确保全链路通信安全，系统采用 128 位 AES-CBC 加密算法，经国家信息安全测评中心测试，可在 50ms 内完成 128 字节数据包加解密处理，满足光伏电

站 GB/T 22239-2019 三级安全要求。主动监测模式下, 28 类设备参数以 500ms 间隔实时上传, 结合三次自动重传机制, 使温度、电压等关键数据的完整率达 99.97%。

2.3 机器人应用软件设计

基于“端-边-云”协同架构的智能化需求, 本系统构建了设备云与业务云深度融合的双层云平台体系。其中, 设备云采用 Spring Cloud 微服务框架实现分布式部署^[58], 通过 MQTT 协议接收来自 SCADA 系统的机器人实时数据流, 利用 TDengine 时序数据库实现毫秒级数据写入与压缩存储^[58], 其自适应分段存储机制有效匹配机器人清洁作业中周期性启停产生的间歇性数据特征。运维云层集成多租户管理引擎, 为 Web 端可视化看板提供设备拓扑映射服务, 通过时间序列聚合函数生成电机同步偏差率、日均清洁里程等衍生指标, 并与 APP 端控制指令形成双向数据血缘追溯链路。

在数据完整性保障方面, 云平台设计异步校验机制, 对机器人上报的 LoRa 通信包实施 CRC32 校验重传, 并通过边缘计算节点对姿态角与电机电流的时空关联性进行预验证, 规避传感器漂移导致的逻辑冲突。针对 Web 端历史数据回溯需求, 云端构建基于清洁任务编号的全局索引, 将离散存储的电机控制参数、纠偏操作记录与视频日志进行跨模态关联, 支持 APP 端按光伏阵列编号、时间窗口、异常类型等多维度组合检索。为提升控制指令传输可靠性, 云平台部署优先级消息队列, 对急停指令、姿态重置等关键操作实施传输加密与服务等级保障, 同时通过微服务网关实现 Web/APP 端用户权限与设备控制权的动态绑定, 确保与论文所述移动终端交互层形成安全可控的运维闭环。该架构通过容器化部署实现水平扩展能力, 单实例可承载超过 100 台机器人并发通信, 满足大型光伏电站集群化运维需求。

2.3.1 Web 端设计

Web 前端采用主流网页开发技术构建可视化管理系统, 基于 VUE 框架搭建自适应操作界面^[60], 由 HTML、CSS 和 JavaScript 构建, 并提供一套声明式的、组件化的编程模型, 通过模块化开发实现设备地图定位、管理面板控制、实时告警监测、数据统计分析、运维处理及系统参数设置六大核心功能。该平台以直观交互设计与响应式布局, 适配各类终端, 为光伏电站管理人员提供高效便捷的清洁机器人远程监控方案。

设备地图页面以模拟场景直观呈现光伏清洁机器人作业区域全貌。太阳能板跟踪支架配立体模型, 顶部状态指示灯以绿、黄、红分别表示正常、待机检修、

设备异常，扫帚图标显示清洁程度。机器人实时位置通过传感器数据精准定位，在地图上呈现动态轨迹，经过区域时支架状态灯变化。点击支架或机器人，屏幕右下角弹出信息卡，显示设备编号、坐标、运行模式等关键数据及实时作业指标，提升智能化运维效率。

设备管理页面作为项目“指挥中心”，集中管理设备运作。管理员可划分机器人工作区域，设置电子围栏，建立设备档案。通过可视化界面规划清洁路线、调整工作模式和任务时段，远程操控发送指令。系统自动保存设备与控制平台通信记录，实现机器人编队管理、任务调度和实时监控。

告警页面充当电站“安全哨所”，实时监控设备健康。以红色弹窗推送突发状况，按时间轴陈列历史故障记录，标注故障时间、位置和处理进度。可通过地图定位故障设备，查看故障代码和维修建议，通信中断时自动短信通知值班人员。

数据统计页面类似机器人“工作日记本”，用动态图表展示作业轨迹。实时数据区刷新关键指标，历史数据模块可调取清洁路线热力图，对比不同季节作业效率。操作痕迹均有记录，管理过程透明可追溯。

运维管理系统相当于设备“健康体检中心”，以交通信号灯标识显示机器人工作模式，WiFi 信号强度图标呈现网关连接状态。可查看设备维护记录和专业评估数据，清洁路径回放功能可复盘作业路线。

系统设置页面作为系统“安全控制室”，管理员为工作人员配置账号并分配权限，如运维员查看、工程师修改参数、管理员全权限。登录记录形成访问日志，异常登录触发二次验证，保障数据安全。

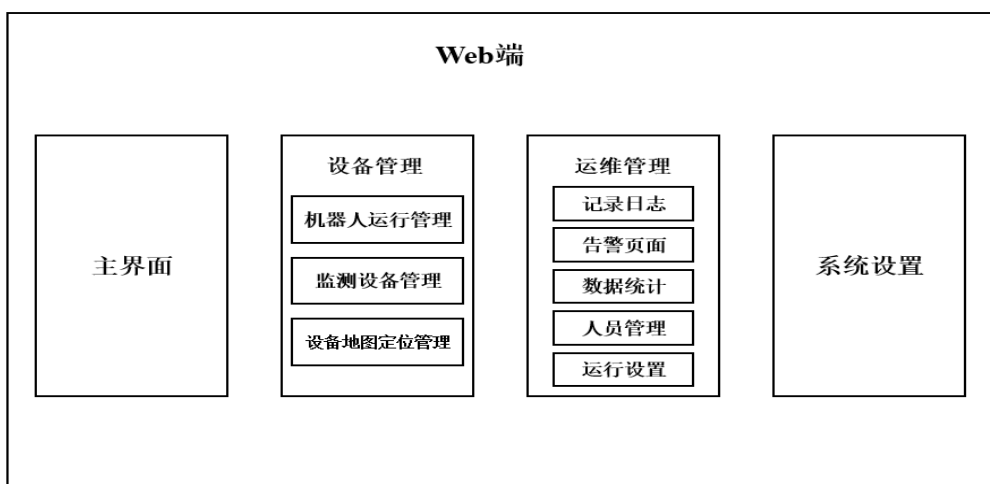


图 2.7Web 端模块设计框图

2.3.2 APP 端设计

为操作人员本地近距离控制光伏机器人进行现场调试、维护处理等工作，使用 UniApp 开发了一款 APP。该款 APP 通过 Bluetooth 无线通信模块与机器人建立数据交互，实现近距离通信，供操作、管理人员方便操控机器人运动以及查看机器人信息。如图 2.10 所示，该款 APP 主要包括控制、实时信息、系统日志和“我的”四个功能模块。

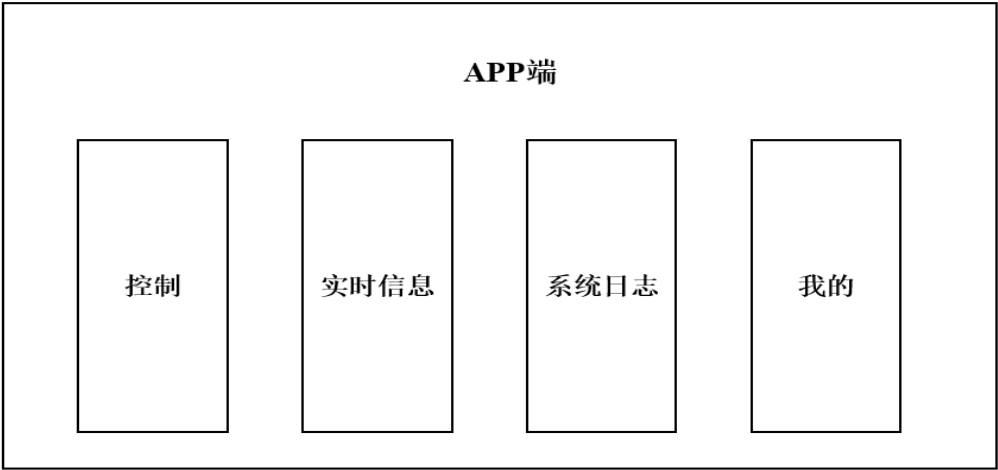


图 2.8APP 端模块设计框图

控制界面作为机器人操控系统的核心，控制界面采用多通道通信协议，精准对接设备。支持蓝牙、串口等连接方式，通过可视化连接向导，用户三步即可完成设备绑定。连接成功后，系统获取设备唯一标识码，生成涵盖运动控制、工作模式切换等功能的专属控制指令集。设有双通道验证机制，发送关键指令前二次核验设备码，防止误操作。

实时信息页面构建动态监控体系，借助多维数据融合技术，即时呈现设备工况。基于实时数据采集传输，建立三维观测模型，涵盖设备运行模态识别、通信链路质量评估、能源状态监测。运行模态通过状态机理论解析工作流程；通信质量采用信道稳定性分析算法评估；能源监测依据电荷守恒原理分析电池负载。多源数据协同呈现，形成闭环信息感知网络，保障设备运行稳定。

系统日志界面建立设备全生命周期电子档案库，采用多级分类存储。预警日志记录传感器波动风险，告警日志标注故障代码与处理方案，运行日志记载任务启停、能耗及异常中断。具备时空矩阵查询功能，可按设备编号、时间、事件类型检索，关键日志可关联设备运行参数快照。设备上下线记录精确到毫秒，自动生成在线率月报，为可靠性分析提供数据。

“我”的界面构建分层级权限管理体系，基于角色访问控制模型配置功能。用户信息管理集成生物特征识别，参数配置区分基础和核心参数，前者可自主调

整，后者需管理员审核。固件升级采用差分增量更新技术，20MB 以下升级包 3 分钟内完成。个性化看板支持自定义数据组件布局，常用功能可设快捷入口，系统自动记忆配置。

2.4 系统效果图展示

2.4.1 机器人及电控板展示

图 2.10 展示了挂轨式光伏清洁机器人在工作现场及调试现场的实物图；图 2.11 展示了光伏清洁机器人主控板电路板设计；图 2.12 展示了光伏清洁机器人主控板电机驱动板设计；图 2.13 展示了挂轨式光伏清洁机器人在上海 SNEC PV+ 国际太阳能光伏展的运行图。



(a)场景一



(b)场景二

图 2.9 挂轨式光伏清洁机器人实物图



图 2.10 光伏清洁机器人主控板

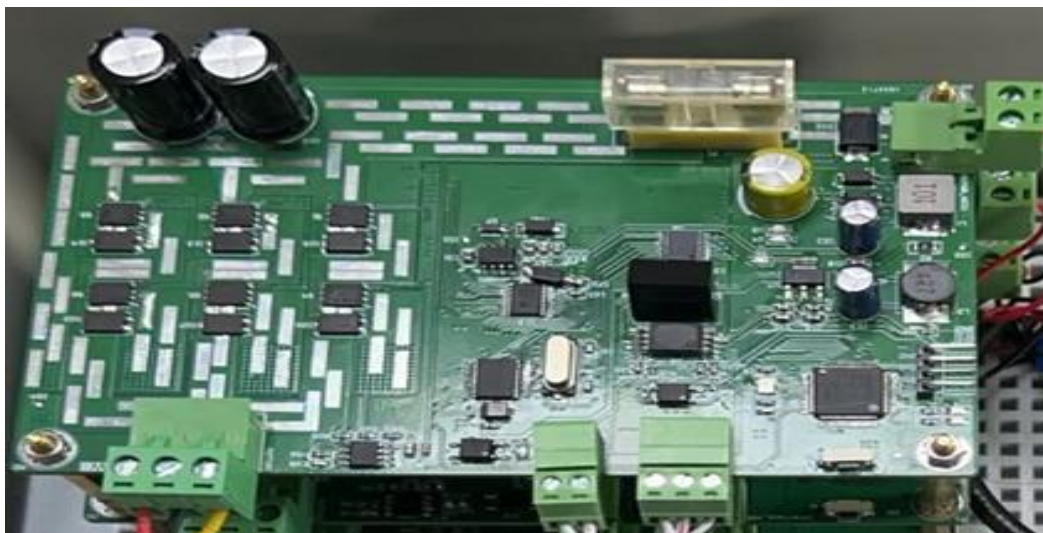


图 2.11 光伏清洁机器人电机驱动板

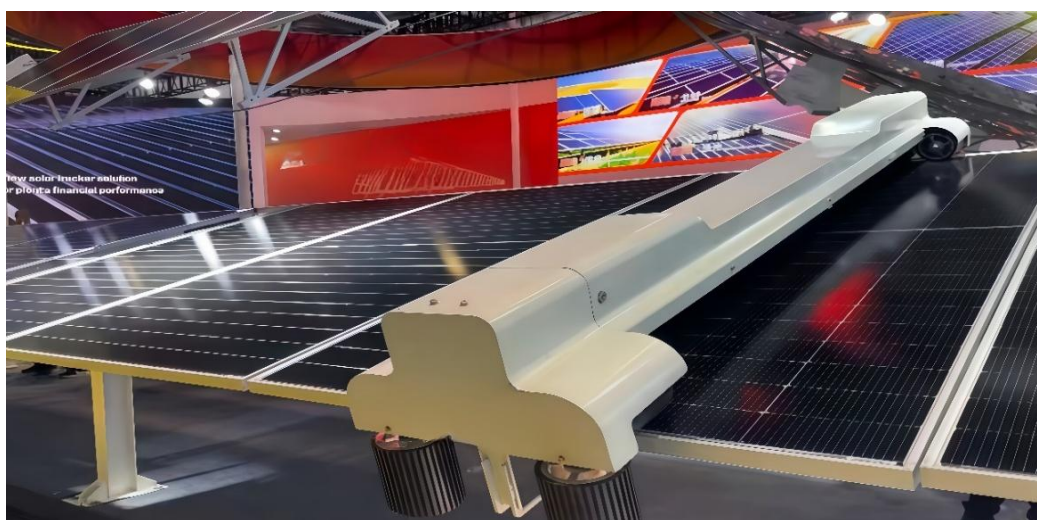


图 2.12 机器人在上海 SNEC PV+国际太阳能光伏展的运行图

2.4.2 Web 端展示

图 2.14 展示的是机器人 SCADA 系统主界面；图 2.15 展示了机器人运行控制页面；图 2.16 展示了机器人控制指令下发页面，能够控制清洁机器人启停、前进、后退、复位动作；图 2.17 展示了机器人实时信息页面；图 2.18 展示了机器人远程升级页面；图 2.19 展示了机器人分区管理页面；图 2.20 展示了机器人运行设置页面，用户可通过该页面设置机器人运行参数；图 2.21 展示了机器人清扫记录页面；图 2.22 展示了机器人电机&电流数据统计页面；图 2.23 展示了机器人电池包历史数据曲线图页面；图 2.24 展示了机器人电机历史数据曲线图页面；图 2.25 展示了机器人网关设备管理页面。



图 2.13 机器人 SCADA 系统主界面

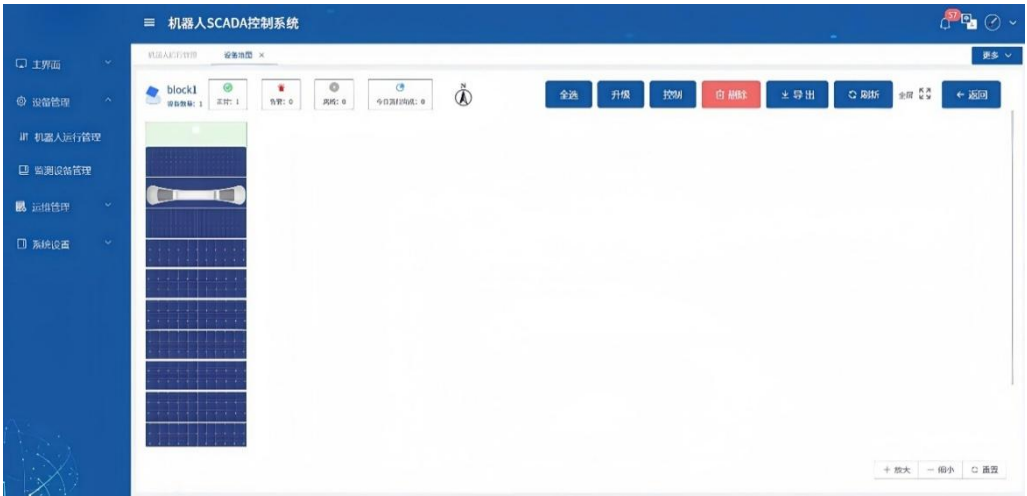


图 2.14 机器人运行控制页面

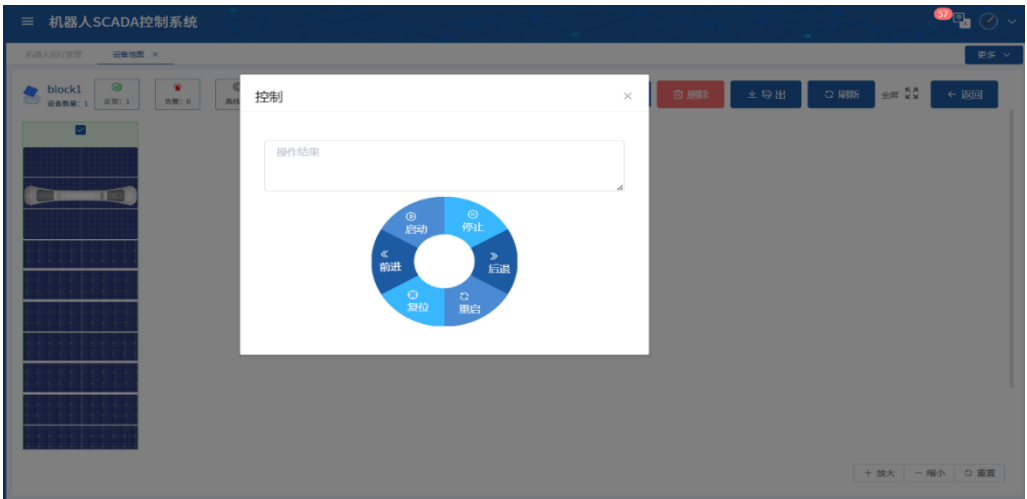


图 2.15 机器人控制指令下发页面



图 2.16 机器人实时信息页面

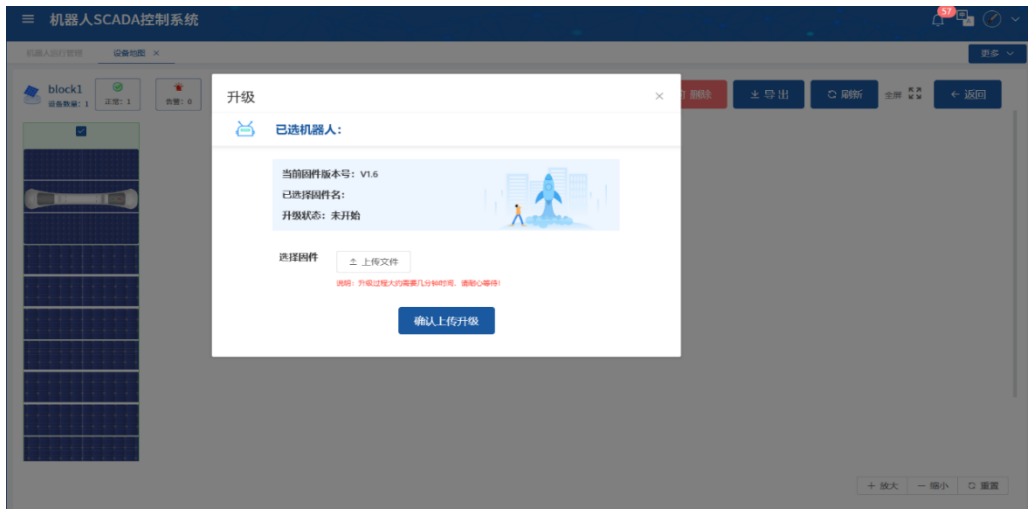


图 2.17 机器人远程升级页面



图 2.18 机器人分区管理页面



图 2.19 机器人运行设置页面

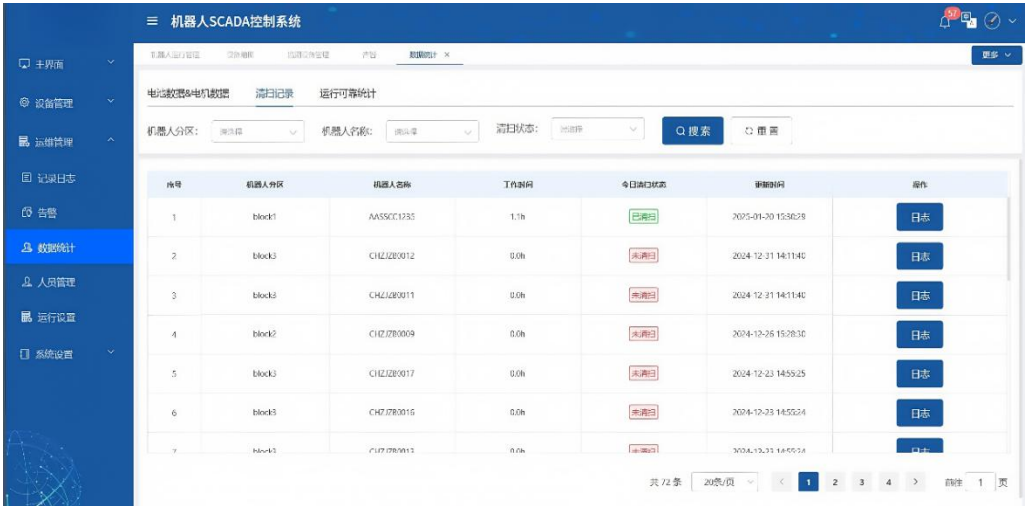


图 2.20 机器人清扫记录页面

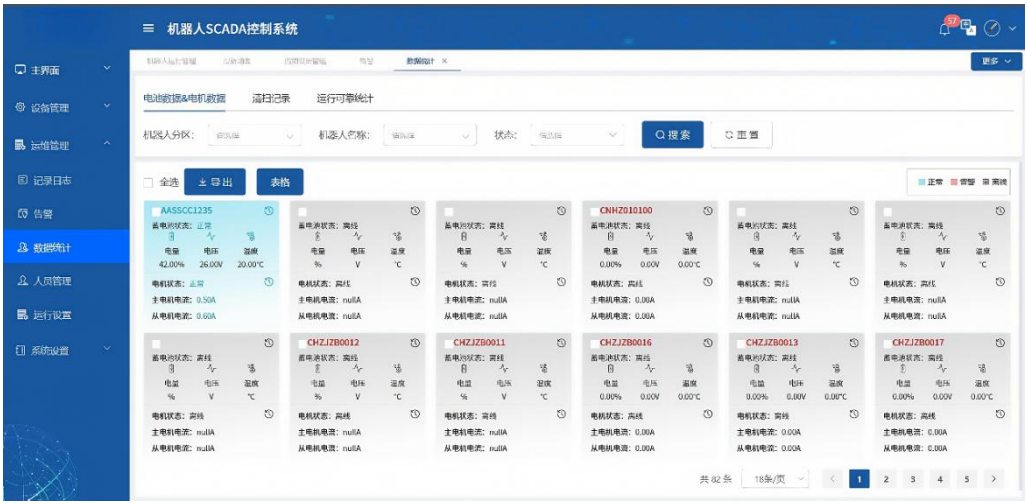


图 2.21 机器人电机&电流数据统计页面

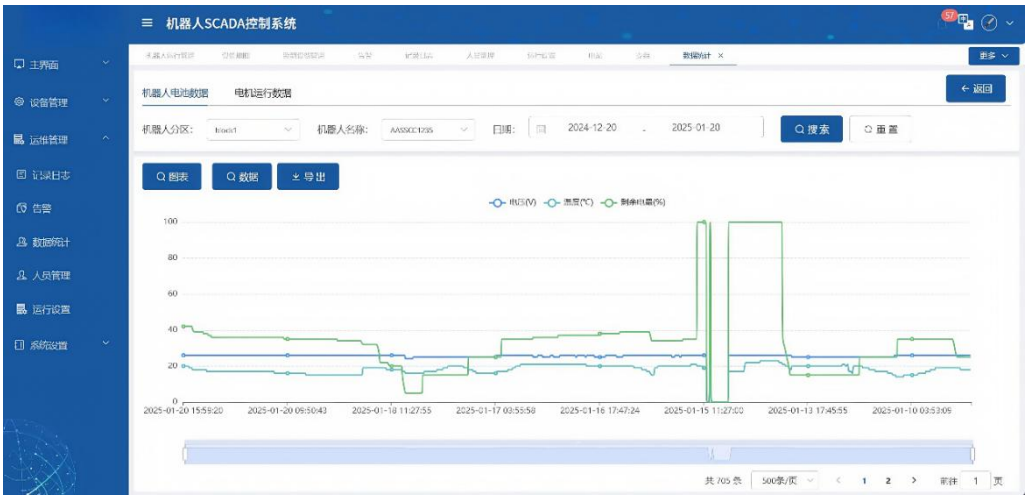


图 2.22 机器人电池包历史数据曲线图

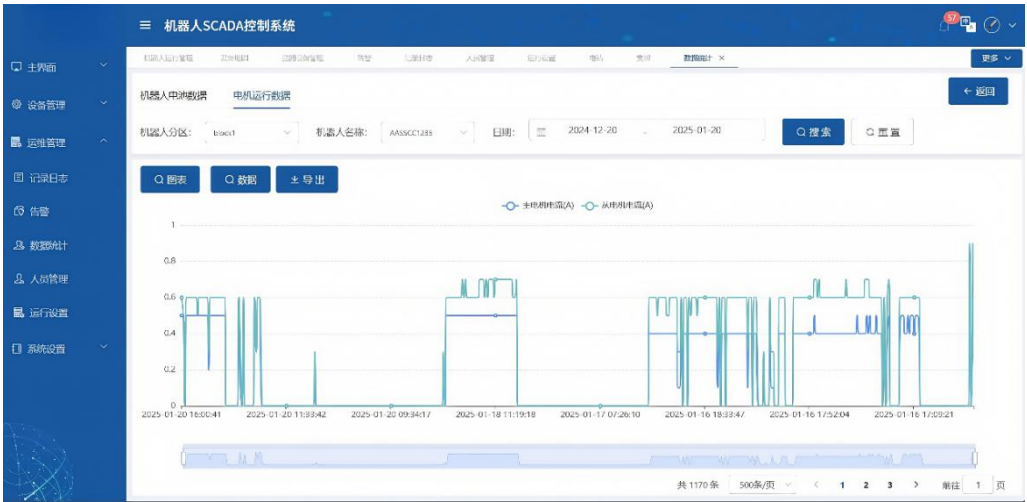


图 2.23 机器人电机历史数据运行曲线图

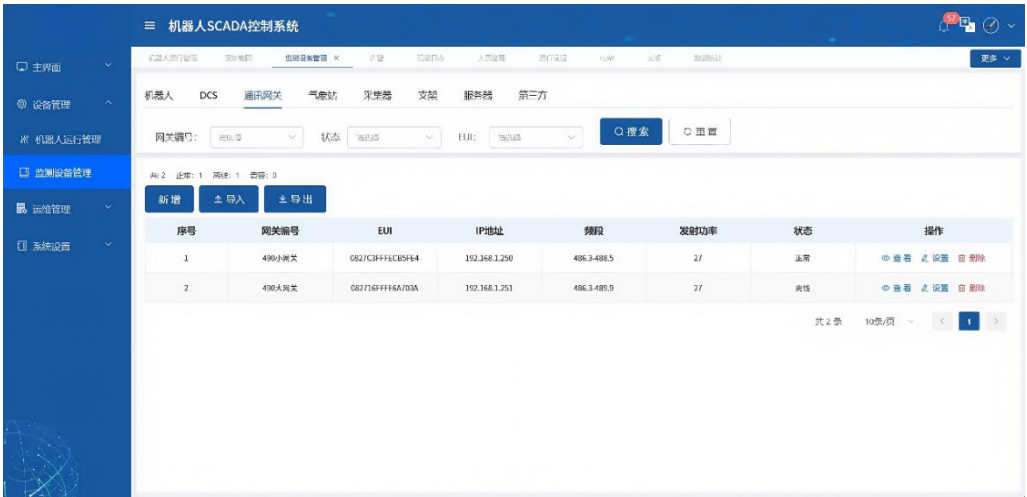


图 2.24 机器人网关设备管理页面

2.4.3 APP 端展示

图 2.26 展示了机器人的控制界面和，操作人员可以在该操作界面对机器人下发各项操作控制指令以及实时监测机器人的各项运行数据，包括运行状态、故障信息、电池电量等；图 2.27 展示了查看机器人日志的界面，设计了时态数据库驱动的追溯架构，运用事件溯源模式完整记录设备生命周期内的状态迁移过程；图 2.28 提供了机器人参数设置和软件升级界面，操作人员可根据环境对机器人进行参数调整和软件升级。



图 2.25 机器人 APP 控制界面及 APP 实时信息界面



图 2.27 机器人 APP 系统日志界面



图 2.28 机器人 APP“我的”界面

2.5 本章小结

本章系统阐述了智能挂轨式光伏清洁机器人从设计到落地的全流程开发：基于场景化需求分析完成系统架构设计后重点展开核心模块研发设计：涵盖机器人主控硬件架构优化、电机驱动控制方案以及多模通信协议的协同设计构建起设备级控制体系；同步开发的物联网管理平台通过 Web 端与移动 APP 实现“端-边-云”三域联动提供可视化监控与远程诊断功能；最终通过实际制作的硬件模块与直观的 APP 与 Web 端操作界面展示整套系统运行效果。

3 基于滑模观测器的双边电驱智能控制系统设计

随着沙漠、戈壁滩等人迹罕至地区的光伏电站的大规模部署，挂轨式光伏清洁机器人在光伏电站的运维系统中发挥着重要的作用，而电机作为光伏清洁机器人驱动系统的核心部件，影响着机器人清洁作业的流畅性、稳定性、高效性。在实际应用环境中，由于机械设计、环境、控制策略等因素，光伏清洁机器人的驱动系统往往会承担较大负载、功率消耗，这些问题不仅显著降低了电机的耐用性和可靠性，同时也加重了光伏清洁机器人的维修压力。

在第二章智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统设计的基础上，本章节就直流无刷无传感器电机控制，提出一种基于滑模观测器的双边电驱智能控制系统设计。通过滑模观测器的特性，它不依赖于精确的系统模型，具备鲁棒性特征，可在非理想工况下维持系统性能，基于这些特点，能够对无刷直流无感电机实现良好控制；同时根据电机驱动硬件设计方案，通过程序能够获取电机转动脉冲数，结合增量式 PID 算法即可实现光伏清洁机器人双边电机同步控制问题。

3.1 无刷直流电机无感驱动控制问题分析

在沙漠戈壁滩的光伏清洁机器人中，无刷直流电机因其高效率、低维护和长寿命等优点而被广泛应用。然而，在这种恶劣环境下，无刷直流电机驱动控制系统面临诸多挑战。

无刷直流电机结构简单，可靠性高，具有较高的能量转换效率，能够有效减少能耗，适合长期运行。同时，由于没有电刷和换向器，减少了磨损，还降低了维护成本。但其还存在以下难点：

（1）启动困难与低速性能不佳：在启动初期，缺乏位置传感器反馈可能导致初始换相错误，影响电机顺利启动。此外，低速时产生的线反电动势信号较弱，基于过零检测的换相方法难以可靠工作，导致换相延迟或错误。

（2）环境适应性差：沙漠戈壁滩环境温度变化大，湿度低且尘土飞扬，这些因素会影响电机内部参数，造成模型预测误差增大；同时，极端环境下的机械振动和电磁干扰也会对电机运行产生不利影响。

（3）受干扰稳定性差：无刷直流电机具有非线性动态特性，外部干扰如电磁干扰、机械振动影响控制器稳定性。现有控制算法往往侧重于理想条件下的最优解，但在面对外部干扰时表现不够稳健。

传统高性能无刷直流电机的精确控制通常需要借助编码器或霍尔传感器等位置检测装置获取转子位置信息^[61-62]。然而这类机械传感器的引入会导致多重技术限制：一方面会增大电机体积和转动惯量，降低系统功率密度；另一方面增加了驱动电路的复杂度与生产成本^[63]。同时，传感器元件在高温、强电磁干扰等恶劣工况下易出现信号失真，其安装偏差在多极对数电机中更会显著影响控制精度。基于上述技术瓶颈，无传感器控制技术通过电压电流信号处理与智能算法实现转子位置估计，正成为提升系统可靠性、优化成本结构的重要研究方向。该技术通过消除机械传感器带来的物理约束，在工业自动化、新能源汽车等领域展现出更强的环境适应性和产业化潜力^[64]。

当前，无刷直流电机控制的基本方式包括开环 V/F 控制、六步换相控制、矢量控制以及直接转矩控制^[65-73]。无刷直流无传感器控制方法按运行方式可分为三类：

(1) 反电动势法：通过特定方式获取无刷直流电机的反电动势信号，从而得到虚拟霍尔换相信号^[74-76]。

(2) 基于模型的方法：利用无刷直流电机驱动系统的数学模型，可分为基于磁链函数的方法或基于观测器的方法^[77]，如卡尔曼滤波器、滑模观测器。

(3) 人工智能方法：模糊控制方法使用语言变量表示和控制系统行为^[78]，基于人工智能的方法还包括神经网络、机器学习算法等。

针对沙漠、戈壁滩等人迹罕至地区光伏电站中挂轨式光伏清洁机器人的无刷电机应用及控制，本文先对无刷直流电机进行数学建模，结合传统滑模观测器^[79]、线反电动势法及增量式 PID 控制策略^[80]，提出基于滑模观测器的双边电驱智能控制系统。该系统基于动力学模型和控制理论建立智能化系统，旨在合理、准确且低成本地控制无刷直流电机运动，确保光伏清洁机器人能流畅、稳定、高效作业，进一步提升光伏电站的运维效率和发电效率。

3.2 无刷直流电机数学模型及工作原理

3.2.1 无刷直流电机的基本结构

无刷直流电机（Brushless Direct Current Motor）的基本结构由定子、转子和位置传感器组成^[81]，这些组件共同协作以实现电机的高效运转。如图 3.1 所示，无刷直流电机将永磁场置于转子上，而电枢绕组则固定于定子侧。这种设计使得无刷直流电机无需依赖机械式的换向器和电刷来实现电流方向的切换，而是通过电子控制器根据转子位置信息精确地控制定子线圈的通断电。

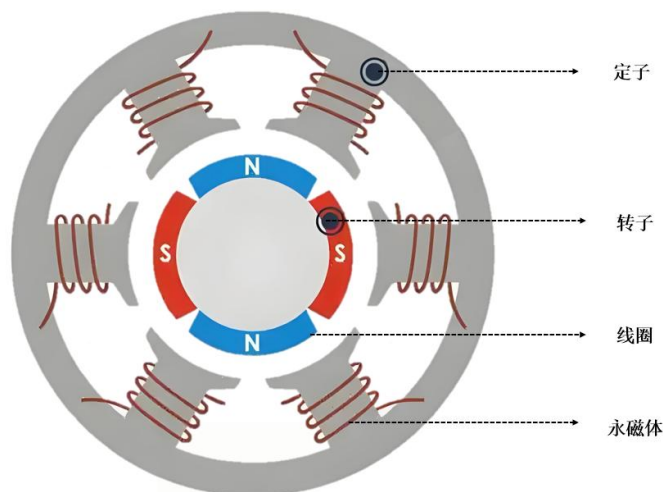


图 3.1 无刷直流电机结构示意图

（1）定子介绍

定子作为电机的静止部分，主要由铁芯与绕组组成。铁芯一般由硅钢片叠压而成，其内圆表面开槽，用于安置定子绕组。定子绕组由多个线圈按特定方式连接，形成三相或多相绕组。无刷直流电机多采用三相星型连接，三个绕组中心点相连，引出 A、B、C 三线。当定子绕组通电，会产生旋转磁场，与转子永磁体相互作用，驱动转子转动。

（2）转子介绍

转子是电机的旋转部件，由钕铁硼等高性能稀土永磁材料制成。根据设计需求，可分为内转子式（位于定子内部）和外转子式（包围定子）。外转子转动惯量更大，适用于低速高扭矩场景。转子表面按极性排列粘贴永久磁铁，与定子旋转磁场相互作用。

（3）位置传感器

为保证电机正确换向与持续旋转，需精确掌握转子相对定子的位置。直流无刷电机常配备位置传感器，最常见的是霍尔效应传感器，安装在定子上，随转子旋转检测磁通量变化并输出电信号。信号传至控制器，用于决定各相绕组电流切换时机与方式，维持电机最佳运行。此外，还有光学编码器、旋转变压器等位置传感技术，但霍尔传感器因成本低、可靠性高而应用广泛。

3.2.2 无刷直流电机的工作原理

无刷直流电机运行基于电磁感应定律和洛伦兹力的相互作用，控制器精确调控电子器件换向，提升电能转换效率。其功率驱动方式多样，常见的有半桥驱动、全桥驱动、C-dump 驱动、H 桥驱动和四开关驱动等，其中三相全桥驱动电路是

保障电机高效稳定运行的核心。该驱动电路主要有两两导通和三三导通两种导通方式^[82-83]。

两两导通模式下，任一时刻仅两个开关管导通，四个关闭，仅两个相线圈通电，一相不工作。随着转子位置变化，控制器适时调整导通开关管组合推动转子旋转，每 60° 电角度换相一次，每次仅改变一个开关管状态。

三三导通模式则是任一时刻有三个开关管同时导通形成闭合回路，三个相线圈都参与电流流动。同样每 60° 电角度换相，但每次涉及三个开关管中的两个状态改变，切换至新的三个导通开关管组合。

本文以 Y 型联结的三相全桥两两导通方式为研究对象分析无刷直流电机工作原理^[84-86]，电路图如图 3.2 所示， U_s 为电机直流母线电压，VT1-VT6 是三相逆变桥的 6 个 MOSFET 管，各反向并联续流二极管。A、B、C 为电机三相绕组，经中性点 n 连接。任意时刻上下桥臂各仅一个 MOSFET 管导通， 60° 电角度后改变一个 MOSFET 管通断状态，维持此导通规则。经 6 次换相完成转子永磁体一个电周期旋转，每个 MOSFET 管导通时间为 120° 电角度。

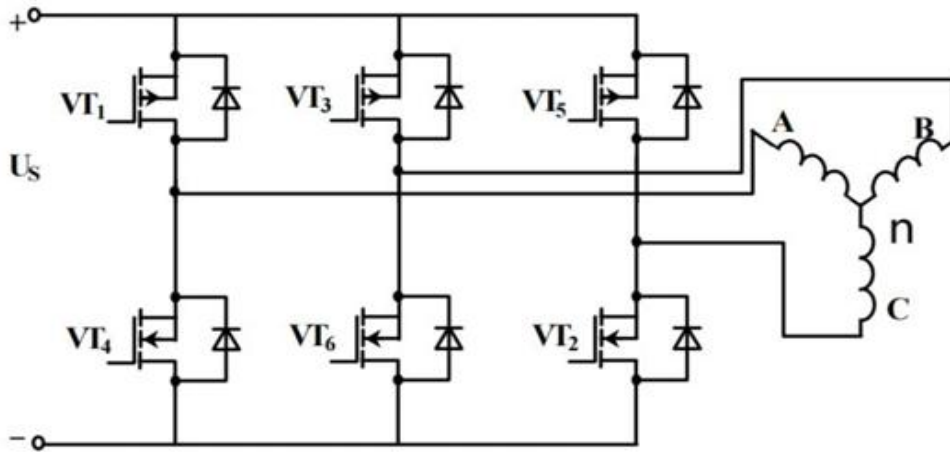


图 3.2 无刷直流电机工作原理电路图

在剖析无刷直流电机运行机理时，常将电机转子等效为一对磁极的永磁体。电机启动初期，MOSFET 管 VT1 和 VT2 导通，A、C 相绕组形成电流回路。依据右手螺旋定则，A、C 相绕组产生磁感线并合成总磁场力。按照“转子内部磁感线与外部施加磁感线对齐”原理，转子受逆时针作用力开始旋转，如图 3.3 (a) 所示。为保证电机持续逆时针旋转，控制系统需根据运行状态调整各相绕组电流流向。首次换相后，保持 A 相绕组正向导通，B 相绕组反向导通，通过控制 MOSFET 管 VT1 和 VT6 实现。电机逆时针旋转时，三相逆变桥中 MOSFET 管导通序列依次为：VT1/VT2、VT1/VT6、VT5/VT6、VT5/VT4、VT3/VT4、VT3/VT2。每次换向对应转子位置变化，确保定子旋转磁场领先转子磁场约 90° 电角度，为转子旋转提供动力。若要电机顺时针旋转，只需反向调整 MOSFET 管导

通顺序, 如 $VT1/VT2$ 、 $VT3/VT2$ 、 $VT3/VT4$ 、 $VT5/VT4$ 、 $VT5/VT6$ 、 $VT1/VT6$ 。这改变了电流方向和旋转磁场方向, 使转子顺时针移动^[87]。

综上, 通过科学调控 MOSFET 管导通顺序, 可精确控制无刷直流电机的旋转方向和速度。这依赖于精准获取转子位置信息, 实施合理换向策略, 确保电机平稳高效运行。合理选择换向时机, 还能提升电机工作效率, 降低能量损耗, 对提高电机整体性能意义重大^[88-89]。

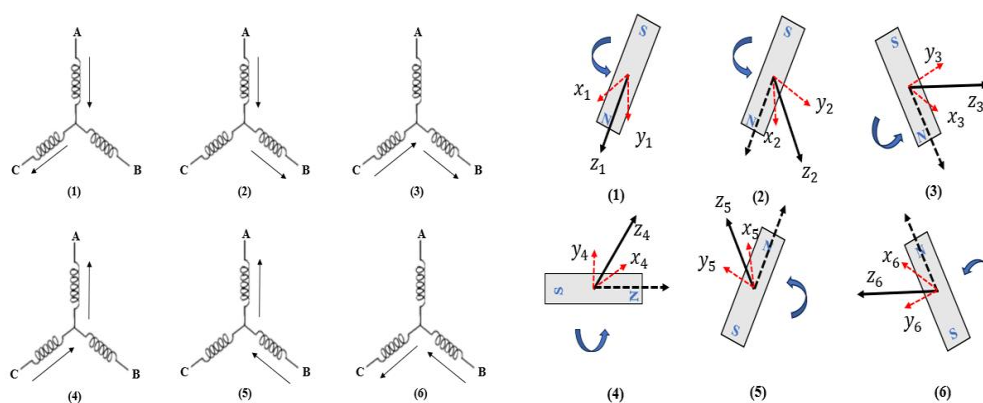


图 3.3 无刷直流电机绕组通电顺序

3.2.3 无刷直流电机数学模型

无刷直流电机采用 Y 型连接方式且三个霍尔元器件互相间隔 120° , 并呈现对称分布^[90]。在构建无刷直流电机的数学模型时, 为方便计算常需作出以下假设^[91]:

- (1) 忽略电机铁芯的饱和效应, 且不考虑电机内的涡流和磁滞损耗;
- (2) 电机内电流采用三相对称正弦电流;
- (3) 排除温度、频率变化和绕组阻尼对电阻产生的负面影响。
- (4) 假定功率开关管 IGBT 和续流二极管均是无延迟、无损耗的理想开关管。

基于上述预设条件, 构建无刷直流电机理论分析框架及数学模型, 下文将展开模型推导。

3.2.3.1 微分方程模型

(1) 电压方程

无刷直流电机等效电路, 如图 3.4 所示:

基于三相静止坐标系下无刷直流电机的每个相绕组电压公式如下所示:

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \\ u_b = Ri_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \\ u_c = Ri_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (3.1)$$

式中, u_a 、 u_b 、 u_c 为绕组端电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为相电流; e_a 、 e_b 、 e_c 为转子旋转产生的反电动势; R 为各相绕组的电阻; L 为各相绕组的电感; M 为互感。

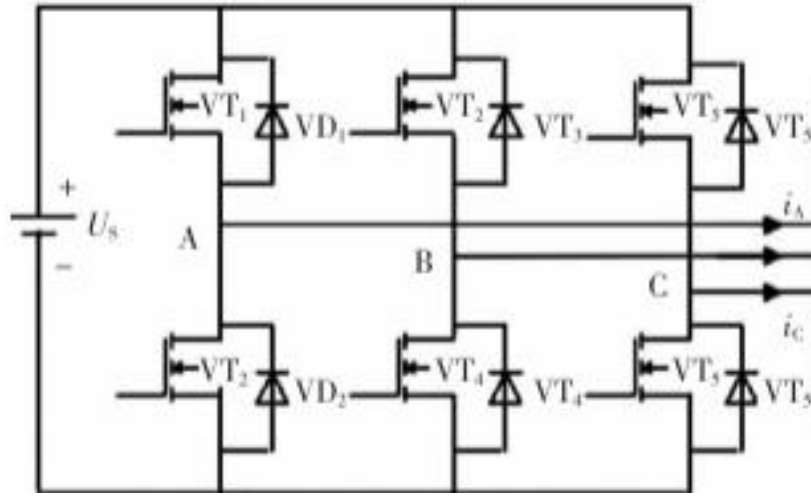


图 3.4 无刷直流电机等效电路示意图

(2) 电磁转矩方程

在无刷直流运行过程中, 电机从电源侧获取电能。大部分电能经过转化, 通过气隙磁场形成机械功率, 进而传递至转子侧。这一过程中, 除了少量能量转化为电机内部的各种损耗, 主要的能量传递形式被称为电磁功率, 在描述无刷直流电机的能量转换过程中, 电磁转矩方程是理解电能如何转化为机械功率的关键, 其电磁功率 P_e 可换算为:

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (3.2)$$

如果不考虑机械损耗和杂质损耗的理想情况下, 假设电磁功率 P_e 能够以 100% 的效率完全转化为电机的动能:

$$P_e = T_e \omega_m \quad (3.3)$$

式中, ω_m 为转子的机械角速度; T_e 为产生的电磁转矩。

从电磁学的角度来看, 电磁转矩 T_e 是由流过定子绕组的电流与转子永磁体产生的磁场相互作用而形成的。这个转矩是将电能转化为机械能的主要驱动力, 故由式 (3.2) 与 (3.3) 可得电机电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (3.4)$$

对于理想化的无刷直流电机，电磁转矩方程可以表示为：

$$T_e = K_T i \quad (3.5)$$

式中， K_T 为转矩常数； i 为理想情况下的绕相组电流。

(3) 机械运动方程

无刷直流电机的运动状态，可以由其机械运动的基本微分方程来描述，它揭示了电机的输出转矩与负载转矩之间的相互作用关系，机械运动方程表示为：

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B_V \omega \quad (3.6)$$

式中， T_L 为负载转矩， J 为转动惯量， B_V 为粘滞摩擦系数。

3.2.3.2 传递函数模型

作为现代控制理论的关键组成部分，传递函数为电机控制技术的不断进步提供了坚实的理论基础。下面本文将对无刷直流电机的传递函数模型进行深入细致的探讨与分析。

以 A、B 相绕组导通为例，在稳态条件下满足：

$$i_a = -i_b = i \quad (3.7)$$

根据电机线电压方程，可得：

$$u_{ab} = 2Ri + 2L \frac{di}{dt} + e_a - e_b \quad (3.8)$$

假设反电势呈方波形，即忽略换相过程中存在的暂态效应，那么式（3.8）中 e_a 与 e_b 互为相反数，故而可得：

$$u_{ab} = 2Ri + 2L \frac{di}{dt} + 2e_a = r_a i + L_a \frac{di}{dt} + k_e \omega \quad (3.9)$$

式中， r_a 为电机相绕组的线电阻， $r_a = 2R$ ， L_a 为电机电感， $L_a = 2L$ ， k_e 电机线反电动势系数。将（3.5）带入式（3.6）中有：

$$K_T i - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B_V \omega \quad (3.10)$$

在空载条件下，式（3.10）中 $T_L = 0$ ，所以空载电流为：

$$i = \frac{J}{K_T} \frac{d\omega}{dt} + \frac{B_V}{K_T} \omega \quad (3.11)$$

将其带入式（3.9）中可得：

$$U_d = r_a \left(\frac{J}{K_T} \frac{d\omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \omega \right) + L_a \frac{d}{dt} \left(\frac{J}{K_T} \frac{d\omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \omega \right) + k_e \omega \quad (3.12)$$

故而，有

$$U_d = \frac{L_a J}{K_T} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{r_a J + L_a B_v}{K_T} \frac{d\omega}{dt} + \frac{r_a B_v + k_e K_T}{K_T} \omega \quad (3.13)$$

对式（3.13）进行拉普拉斯变换并整理后，可得无刷直流电机的传递函数模型：

$$G_U(s) = \frac{\omega(s)}{U_d(s)} = \frac{K_T}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_v) s + r_a B_v + k_e K_T} \quad (3.14)$$

由上可得，无刷直流电机的传递函数模型是一个二阶系统，其标准形式为：

$$G_U(s) = \frac{K_T}{r_a B_v + k_e K_T} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.15)$$

式中， ω_n 为该二阶系统的自然频率， ε 为二阶系统的相对阻尼比，其表达式为：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{r_a B_v + k_e K_T}{L_a J}} \quad (3.16)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{r_a J + L_a B_v}{\sqrt{L_a J (r_a B_v + k_e K_T)}} \quad (3.17)$$

3.2.4 无刷直流电机无感控制

在无刷直流电机的无传感器控制系统设计中，采用六步换相控制作为基础策略，并搭建速度外环与电流内环的双闭环架构，如图 3.5 所示。此系统摒弃传统位置传感器直接捕获换相信号的方式，采用先进的无传感器算法，通过分析电压和电流信号，经复杂运算推算出转子位置，从而生成精确换相信号，并输入六步换相逻辑模块，保证换相准确。在速度反馈机制上，不再依赖速度传感器，而是利用无传感器算法算出的转速值。该机制实时监测电机运行参数，提供稳定可靠的转速信息，实现高效的速度闭环控制。如此一来，系统摆脱对物理传感器的依赖，简化硬件电路设计，降低故障概率和制造成本。无传感器控制技术的应用，极大提升系统可靠性与稳定性。由于无需安装位置和速度传感器，减少潜在故障点，避免信号干扰问题。尤其在空间受限、强电磁干扰等特殊场景，该技术优势明显，保障电机稳定运行。

综上所述，基于无传感器算法的无刷直流电机控制系统，简化硬件结构、降低成本、增强鲁棒性，为实现高精度、高性能电机控制提供新途径。这一创新方案突破传统局限，对推动 BLDC 电机在多领域的应用意义重大，有望为相关技术发展带来变革。

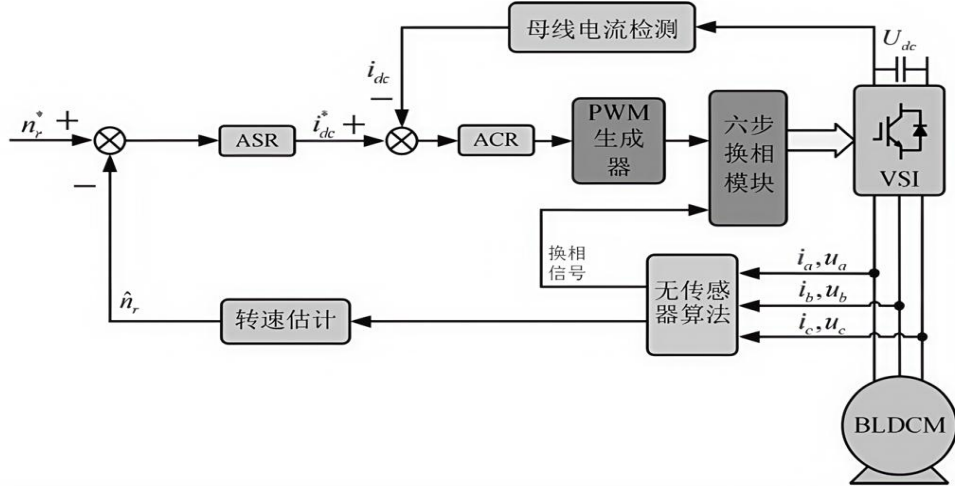


图 3.5 无刷直流电机无传感器控制系统框图

3.3 基于滑模观测器的双边电驱智能控制策略设计

3.3.1 双边电驱智能控制系统架构概述

挂轨式光伏清洁机器人是轨道固定式设备，固定在光伏跟踪支架上。本研究设计的机器人，行走电机模块由双无刷直流电机组成，沿矩形光伏板两侧长边边缘移动。其结构包括条形主体与两端轮子，分别由主、从动电机驱动。主电机作为行走电机，搭载毛刷用于清洁；从动电机无毛刷。二者协同工作，确保机器人在光伏面板上平稳行进，高效开展清洁作业。

如图 3.6 所示，双边电驱智能控制系统即挂轨式光伏清洁机器人双边电机驱动控制系统，架构分为感知层、决策层、执行层。系统具备慢启动、缓停止、恒速运动及同步控制功能，可实现无刷直流无感电机加减速控制、恒速运行，保障双电机同步，让机器人行进平衡，提升清洁效果与作业效率，确保其高效稳定运行。

(1) 感知层

感知层是整个控制系统的“眼睛”和“耳朵”，负责收集环境信息及电机运行状态的数据。由于采用无刷直流无传感器电机，感知层的信息数据来源于主控板的硬件设计，通过该硬件模块可以直接获取无刷直流电机的电流、转动脉冲数据，这些实时数据对于后续决策至关重要。

(2) 决策层

决策层是整个控制系统的“大脑”，负责制定最优的控制策略。针对无刷直流无感电机，决策层基于滑膜观测器对无刷直流无感电机进行控制，在无感情况下估计电机转子位置和速度信息，能够制定最优的电机慢启动、缓停止、恒速运动控制策略。同时根据感知层获取的信息，即主电机、从电机的转速和转动脉冲数据信息，决策层基于增量式 PID 控制算法制定双边电机同步控制策略。

(3) 执行层

执行层直接作用于物理世界，将来自决策层的指令转化为具体的机械运动。其接收决策层的下发的控制策略，动力管理系统会根据实际需求调整电机输出功率，保证机器人始终处于最佳运行状态。



图 3.6 双边电驱智能控制系统架构图

综上所述，双边电驱智能控制系统在挂轨式光伏清洁机器人的应用中展现了其独特的价值与潜力。该系统架构由感知层、决策层和执行层构成，各层次紧密协作，共同实现了对无刷直流无感电机的精准控制，涵盖慢启动、缓停止、恒速运动及双电机同步控制等核心功能，本文接下来将对基于滑模观测器的无刷直流无感电机控制系统和基于增量式 PID 的双边电机同步控制系统进行深入的研究概述。

3.3.2 基于滑模观测器的无刷直流无感电机控制系统设计

3.3.2.1 滑模变结构简介

滑模变结构控制（Sliding Mode Variable Structure Control, SMVSC）是一种非线性控制方法^[92]，旨在通过引入一个滑模面来应对系统内部的不确定性和外部干扰。其核心思想是设计一个特定的滑模面 $s(x) = 0$ ，并确保系统的状态能够快速趋近此面，并在此面上以预设的方式滑动，最终达到期望的稳定状态。为了

实现这一点,首先需要确定系统的滑模面,通常通过设计一个滑模控制律来达成。这个控制律使得系统状态在滑模面上运动,并最终收敛到一个稳定的平衡点。

滑模控制的一个显著优点是它对系统参数变化和外部干扰具有较强的鲁棒性^[93]。这是因为滑动模态可以被设计成独立于系统参数的具体值及外界干扰的影响,从而能够在一定程度上抵抗这些不确定性因素的作用。这意味着即使面对模型不确定性或环境变化,控制系统仍然能够维持良好的性能。此外,由于滑模控制不需要在线辨识系统参数,因此物理实现相对简单,同时响应速度较快。

3.3.2.2 滑模变结构基本原理

滑模变结构控制是变结构控制系统的关键策略,与常规控制不同。其核心是系统结构随时间动态变化的开关特性,控制过程不连续,能让系统进入滑模运动,即沿预设轨迹高频小幅往复运动。滑模运动可按工程需求设计,无需考虑外部扰动与系统参数变化,进入滑模运动状态后,系统抗干扰和自适应能力强^[94]。

滑模变结构控制基于系统实际与理想状态的误差,实时监测误差,动态调整控制器输出,使系统逼近滑模面,达到理想运行状态^[95]。该控制通过切换函数频繁切换,抑制外界干扰和参数不确定性,易于实现,容错性好。在切换中,随着误差缩小,系统趋近滑模面进入滑动模态,实现控制效果。

但系统趋向滑模模态时,切换函数高频变化导致控制输出不连续,系统状态在滑模面附近频繁波动,难以稳定在滑模面上,产生抖振现象^[96]。抖振降低控制精度,影响系统稳定性和可靠性,是实际应用中亟待解决的关键难题。

应用滑模变结构控制时,需将不连续控制变量融入闭环回路。在给定状态空间的目标系统中,定义超曲面 $s(x) = 0$ 。如图 3.7 所示,超曲面将状态空间分为上下两个区域。系统运动点在切换面附近有三种运动情形:起始点:如点 A,系统运动点抵达切换面 $s = 0$ 附近后,向两侧背离运动,表明系统未受滑模变结构控制有效约束,远离期望滑模状态。通常点:像点 B,系统运动点运动至切换面 $s = 0$ 附近时直接穿越,说明系统瞬间运动状态未被切换面捕获,控制效果未达理想滑模控制要求。终止点:若出现点 C 的情况,系统运动点到达切换面 $s = 0$ 附近后,从两边持续朝该点运动,表明系统受滑模变结构控制强烈作用,正趋向期望滑模状态,是滑模控制趋向稳定的表现。这三种运动点直观反映系统在滑模变结构控制过程中的复杂动态特性,对理解和优化滑模控制策略意义重大。

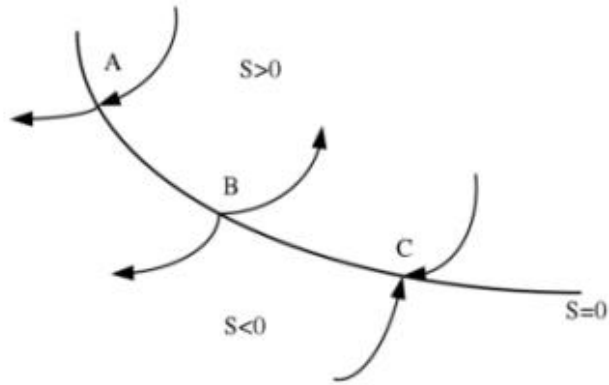


图 3.7 滑模面结构示意图

在滑模变结构控制的实际应用中,起始点与通常点对于系统控制的实际价值相对有限。起始点指系统运动点到达切换面 $s = 0$ 附近后,朝切换面两侧背离的运动状态,这表明系统在该位置未受滑模控制有效约束,与滑模控制期望的稳定状态相悖;通常点是系统运动点趋近切换面时直接穿越的情形,反映出系统在该瞬间未被切换面有效引导,偏离滑模控制的理想轨迹,因此在实现滑模控制稳定运行的过程中,这两类点作用不显著,按照滑模区上的运动点均为终止点的定义有^[97]:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} \leq 0 \text{ 及 } \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} \geq 0 \quad (3.18)$$

在滑模变结构控制器的控制下,系统状态会在滑模面附近运行,只有当系统状态到达了终止点,系统状态才会稳定在此空间,并以滑动模态的方式运行在此空间。若要系统状态到达终止点,需要满足李亚普诺夫稳定条件:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \dot{s} \leq 0 \quad (3.19)$$

3.3.2.3 典型趋近律

滑模控制系统有趋近、滑动两阶段。传统滑模变结构控制重可达性与稳定性,确保系统快速到达并稳定在滑模面,却忽视了趋近阶段的动态行为和轨迹。因外部干扰和参数不确定,系统运动轨迹易偏,影响滑模面稳定性。

为此,研究人员提出趋近律控制策略^[98-100]。通过构建数学模型和控制算法,考虑动态因素,优化运动路径,让系统平稳快速到达目标状态,提升滑模控制系统性能和精度。

为了改善趋近阶段的表现,国内外学者发展了多种趋近律,这些趋近律可以归纳为以下几类:

(1) 等速趋近律

通过设定一个恒定的速度使系统状态向滑模面靠近，表达式为：

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) \quad (3.20)$$

式中 ε 为切换增益是正参数，将 $s(0) = 0$ 代入式（3.20）中，得：

$$s(t) = \begin{cases} -\varepsilon t, s > 0 \\ \varepsilon t, s < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

这种方式简单直接，但在接近滑模面时可能会引起较大的抖振。

(2) 指数趋近律

指数趋近律表达式为：

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs, \varepsilon, q > 0 \quad (3.22)$$

式中， q 为指数系数，解式（3.22）得：

$$s(t) = \begin{cases} -\frac{\varepsilon}{q} + \left(s(0) + \frac{\varepsilon}{q} \right) e^{-qt}, s > 0 \\ \frac{\varepsilon}{q} + \left(s(0) - \frac{\varepsilon}{q} \right) e^{-qt}, s < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

结合了纯指数趋近与等速趋近的特点，趋近速度从较大值逐步减小到零，有效减弱了抖振。

(3) 幂次趋近律

幂次趋近律表达式为：

$$\dot{s} = -q|s|^\alpha \operatorname{sgn}(s), q > 0, 0 < \alpha < 1 \quad (3.24)$$

式中， α 为幂次项系数。 q 和 α 的大小共同影响趋近律的收敛速度，这种方法可以在保证快速响应的同时减少抖振

(4) 一般趋近律

一般趋近律表达式为：

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - f(s) \quad (3.25)$$

式中， $f(0) = 0$ ，当 $s \neq 0$ 时， $sf(s) > 0$ 。等速项和一般项会共同影响系统状态空间点的运动状态。

滑模趋近律的核心理念在于，不仅要确保系统状态能够迅速且准确地进入滑动模态，还需在到达滑模面后维持卓越的稳态特性。此外，为了保证系统的高效稳定运行，趋近律的设计还特别注重减少抖振现象，从而提高整体控制性能。

3.3.2.4 滑模观测器的设计

传统滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) 作为一种先进的状态估计技术, 主要用于精准估计系统的内部状态或参数, 尤其在难以直接测量状态变量的复杂系统中表现卓越。在电机控制领域, 特别是无刷直流电机的无传感器控制场景下, 滑模观测器发挥着关键作用。其工作原理是将估计电流与实时采样电流进行细致比较, 通过分析两者之间的误差, 巧妙地构建滑模面与控制函数。基于此, 能够进一步对反电动势方程进行精确重构, 从而实现对系统关键状态的高精度观测。这种技术为无刷直流电机的无传感器控制提供了可靠的状态信息, 极大地提升了电机控制的效率和稳定性。

由无刷直流电机的相绕组端电压公式及其关系, 可得电机线电压方程:

$$\begin{cases} u_{ab} = Ri_{ab} + (L - M) \frac{di_{ab}}{dt} + e_{ab} \\ u_{bc} = Ri_{bc} + (L - M) \frac{di_{bc}}{dt} + e_{bc} \\ u_{ca} = Ri_{ca} + (L - M) \frac{di_{ca}}{dt} + e_{ca} \end{cases} \quad (3.26)$$

式中, u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 为绕组端电压; i_{ab} 、 i_{bc} 、 i_{ca} 为相电流; e_{ab} 、 e_{bc} 、 e_{ca} 为转子旋转产生的反电动势, 且转子旋转产生的反电动势之间满足:

$$e_{ab} + e_{bc} + e_{ca} = 0 \quad (3.27)$$

将式 (3.26) 改写为矩阵形式, 互感 M 可忽略不计:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

将上式中 i_{ab} 、 i_{bc} 、 i_{ca} 定义为状态变量, u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 定义为系统输入量, e_{ab} 、 e_{bc} 、 e_{ca} 为系统输出量, 据此可得电机状态方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

将上式中三相线电流 i_{ab} 、 i_{bc} 、 i_{ca} 和三相线反电动势 e_{ab} 、 e_{bc} 、 e_{ca} 作为系统状态量, 将线电压 u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 作为系统输入量, 输出变量为 i_{ab} 、 i_{bc} 、 i_{ca} , 构建电机状态方程。以线电压 u_{ab} 和线电流 i_{ab} 为例, 对无刷直流电机的线反电动势法

信号 e_{ab} 进行观测，其余两个线值的估算与此完成相同。因此整个控制系统可写作：

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ y = \mathbf{Cx} \end{cases} \quad (3.30)$$

式中， $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ； $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$ ； $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ e_{ab} \end{bmatrix}$ ； $\mathbf{u} = [u_{ab}]$ ； $\mathbf{y} = [i_{ab}]$ ； $\mathbf{C} = [1 \ 0]$ 。

由上式即可写出无刷电机直流状态方程与输出方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.31)$$

$$y = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i & e \end{bmatrix}^T = i \quad (3.32)$$

式中，

$$\mathbf{i} = [i_{ab} \ i_{bc} \ i_{ca}]^T; \mathbf{e} = [e_{ab} \ e_{bc} \ e_{ca}]^T; \mathbf{u} = [u_{ab} \ u_{bc} \ u_{ca}]^T; \mathbf{A}_1 = -\frac{RI}{L}; \mathbf{A}_2 = -\frac{I}{L};$$

$$\mathbf{B} = \frac{I}{L}; \mathbf{C} = [I \ 0]; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

选择滑模面：

$$S = \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i} \quad (3.33)$$

式中， $\hat{\mathbf{i}} = [\hat{i}_{ab} \ \hat{i}_{bc} \ \hat{i}_{ca}]^T$ 为线电流的估计值。据无刷直流电机状态方程，可建立滑模观测器表达式为：

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{i}}} \\ \dot{\hat{\mathbf{e}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} + \begin{bmatrix} K_i \\ K_e \end{bmatrix} \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \quad (3.34)$$

式中， $K_i = \begin{bmatrix} K_{i1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{i2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{i3} \end{bmatrix}$ 和 $K_e = \begin{bmatrix} K_{e1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{e2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{e3} \end{bmatrix}$ 为矩阵增益，反电动势观测

值为 $\hat{\mathbf{e}} = [\hat{e}_{ab} \ \hat{e}_{bc} \ \hat{e}_{ca}]^T$ ， $\text{sgn}(x)$ 为符号函数。

故而，上式即是无刷直流电机滑模观测器的数学模型，通过该模型可求得电机三个线反电动势 $\hat{e}_{ab}$ 、 $\hat{e}_{bc}$ 、 $\hat{e}_{ca}$ 。通过对模型分析，如图 3.8 所示，可得滑模观测器的结构框图。

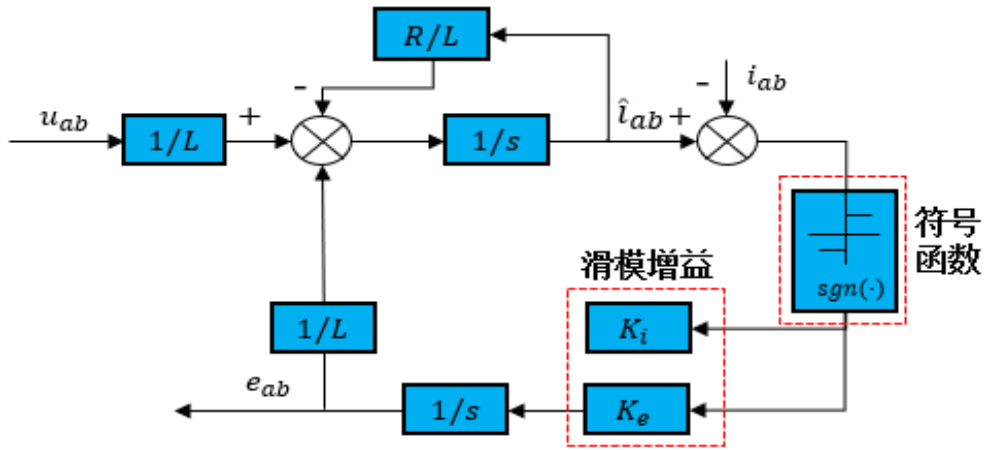


图 3.8 SMO 结构图

为验证滑模观测器的稳定性，根据式 (3.3) 构造 Lyapunov 函数如下：

$$V = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} (\hat{i} - i)^T (\hat{i} - i) \quad (3.35)$$

式中， i 为实际电流， $\hat{i}$ 为观测电流。对时间求导得：

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T \left(\frac{d\hat{i}}{dt} - \frac{di}{dt} \right) \quad (3.36)$$

将式 (3.34) 代入：

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{1}{L} (u - R\hat{i} - \hat{e}) - K \cdot \text{sgn}(S) \quad (3.37)$$

结合电机电压方程得：

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (u - Ri - e) \quad (3.38)$$

则滑模面导数为：

$$\dot{S} = \frac{d\hat{i}}{dt} - \frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (-R(\hat{i} - i) - (\hat{e} - e)) + K \cdot \text{sgn}(S) \quad (3.39)$$

Lyapunov 导数进一步展开：

$$\dot{V} = S^T \left[\frac{1}{L} (-RS - \Delta e) + K \cdot \text{sgn}(S) \right] \quad (3.40)$$

其中 $\Delta e = \hat{e} - e$ 为反电动势的估计误差。选择滑膜增益 K 满足：

$$K > \frac{1}{L} (|RS|_{\max} + |\Delta e|_{\max}) \quad (3.41)$$

则：

$$\dot{V} \leq -\frac{R}{L} \|S\|^2 - \frac{1}{L} S^T \Delta e + K \|S\| \quad (3.42)$$

当满足增益条件时，存在：

$$\dot{V} \leq -\eta \|S\| (\eta > 0) \quad (3.43)$$

根据 Lyapunov 有限时间收敛定理，系统将在有限时间内到达滑模面 $S = 0$ ，且满足：

$$T \leq \frac{V(0)}{\eta} \quad (3.44)$$

由本文上述估算得到线反电势后，为了完成对无刷直流电机的转速闭环控制，在基于滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制系统中还要补入转速信息，通常转速计算方法^[101]：

(1) 利用反电动势信号计算转速

一旦通过滑模观测器成功估计了电机的反电动势信号，就可以利用这些信号来推导出转子的位置和速度信息。反电动势 e 与转子位置 θ_e 和电角速度 ω_e 相关，其表达式为：

$$e_a = -\psi_f \omega_e \sin(\theta_e) \quad (3.45)$$

$$e_b = \psi_f \omega_e \cos(\theta_e) \quad (3.46)$$

式中， ψ_f 是由转子永磁体产生的磁场强度。因此，通过对反电动势进行处理，可以得到转子的角度和速度信息。

(2) 利用换相点间隔时间计算转速

对于一个具有 P 对磁极的无刷直流电机，在每次换相后，转子会移动 $60^\circ/P$ 的机械角度。如果能够精确地记录下连续两次换相之间的时间差 Δt ，那么就可以根据以下公式计算出电机的实际转速：

$$n = \frac{60}{\Delta t \times P} \quad (3.47)$$

式中， n 表示转速，单位为 RPM， Δt 指两次换相之间的实际时间间隔，单位为秒。例如，如果某一次换相发生在 t_1 时刻，那么下一次换相发生在 t_2 时刻，则 $\Delta t = t_2 - t_1$ 。其中，值得注意的是，换相指的是电子换相而非物理上的接触器切换。

在无刷直流电机的无位置传感器控制系统中，由于无法直接利用位置传感器，因此需要实施特定的策略来获取霍尔换相信号，进而实现六步换相控制。通过滑模观测器的计算，可以求得三个线反电动势 e_{ab} 、 e_{bc} 、 e_{ca} 。这些线反电动势与三个虚拟的霍尔信号 H_a 、 H_b 和 H_c 存在一定的对应关系。基于这些虚拟霍尔信号，系统能够识别并确定六个离散的转子位置换相点，从而确保换相过程的正确性。

传统反电动势过零检测，需要将测得的结果延时 30° 电角度，才能获得电机转子的换相信息，增加了电路设计的复杂性。由式 (3.26) 得：

$$\begin{cases} e_{ab} = u_{ab} - R(i_a - i_b) - L \frac{d(i_a - i_b)}{dt} \\ e_{bc} = u_{bc} - R(i_b - i_c) - L \frac{d(i_b - i_c)}{dt} \\ e_{ca} = u_{ca} - R(i_c - i_a) - L \frac{d(i_c - i_a)}{dt} \end{cases} \quad (3.48)$$

无刷直流电机的梯形反电动势波由基波和各高频奇次谐波组成, 设梯形波幅值为 E , 则无刷直流电机为梯形波时, 其相反电动势的表达式为:

$$\begin{cases} e_a = E(\sin \omega t + k_3 \sin 3\omega t + k_5 \sin 5\omega t + \dots) \\ e_b = E(\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + k_3 \sin 3(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + k_5 \sin 5(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \dots) \\ e_c = E(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + k_3 \sin 3(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + k_5 \sin 5(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \dots) \end{cases} \quad (3.49)$$

其中 3 次以上的谐波占基波比仅为 7%, 可忽略不计, 而各相 3 次谐波的幅值相等, 推得线反电动势的表达式为:

$$\begin{cases} e_{ab} = \sqrt{3}E \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ e_{bc} = \sqrt{3}E \cos(\omega t - \pi) \\ e_{ca} = \sqrt{3}E \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.50)$$

在转子旋转的一个完整周期内, 当线反电动势为零时, 对应的电角度 ωt 分别为 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 和 330° 。这六个线反电动势过零点, 恰好对应无刷直流电机的换相时刻, 无需额外施加延时^[102]。在无刷直流电机控制策略中, 线反电动势信号过零点与霍尔传感器跳变点高度契合, 是换相时刻关键标识。线反电动势法相比传统反电动势法有重大突破, 摒弃 30° 电角度延迟的复杂流程, 直接识别线反电动势波形过零点触发换相。这极大简化换相逻辑, 提升换相点判断的准确性与可靠性, 优化电机换相控制, 提升运行性能。

线反电动势法换相控制优势显著。控制精度上, 能精准判定换相时机, 避免延迟误差, 提升电机运行平稳性与效率; 抗干扰性能强, 鲁棒性高, 低速运行性能良好, 转速覆盖范围宽, 保障电机不同工况稳定运行, 是获取电机换相点的有效途径。基于 SMO 的无刷直流电机控制系统, 融合传统滑模观测器算法和线反电动势换相检测方法。滑模观测器通过分析电流、电压信号构建虚拟系统模型, 精确估计线反电动势。其估计值用于识别转子位置、监测电机转速。该系统依据估计值确定换相信号、计算转速, 实现高精度估计。此融合控制策略大幅提高换相精度, 降低能量损耗和误差, 增强系统鲁棒性, 应用价值高、发展潜力大。

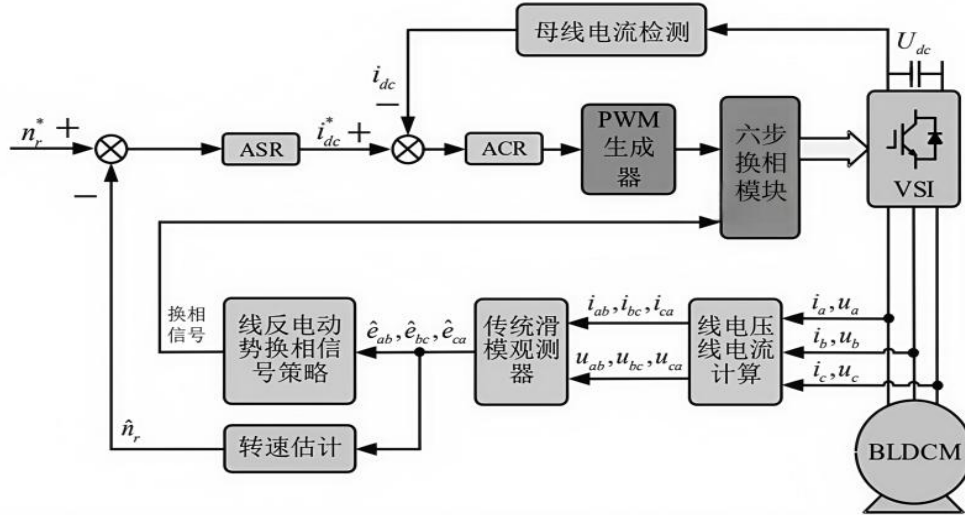


图 3.9 基于 SMO 的无刷直流电机无传感器控制系统框图

3.3.3 基于增量式 PID 的双边电机同步控制

3.3.3.1 PID 控制原理

在模拟控制系统中，控制器最常用的控制规律是 PID 控制。常规的 PID 控制系统如图 3.10 所示。

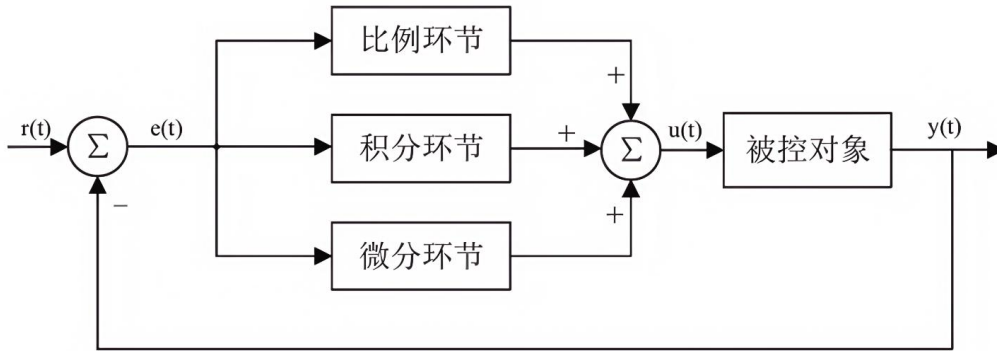


图 3.10 PID 控制系统结构图

在连续控制系统中，控制器的输出 \$u(t)\$ 与输入 \$e(t)\$ 之间成比例、积分、微分的关系。即

$$U(t) = K_p \left[E(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t E(t) dt + \frac{T_d dE(t)}{dt} \right] \quad (3.51)$$

PID 的控制器的传递函数为：

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.52)$$

式中, K_P 为比例系数, K_I 为积分系数, K_D 为微分系数, T_I 为积分时间参数, T_D 为微分时间参数。

3.3.3.2 增量式 PID 控制算法

由于计算机的迅速发展, 更多的系统采用数字控制形式。数模转换信号通过计算机对控制器的比例、积分、微分做相应的处理调节, 一方面可以改善系统的动态特性, 系统的过渡速度加快, 系统稳定性得到提高。另一方面可以去除系统静差, 提高静态特性。

将模拟 PID 算法进行离散化处理, 推导可得出数字 PID 的表达式^[103]:

$$U(k) = K_p \left[E(k) + \frac{1}{T_I} \sum_{l=0}^k e_l T + T_D \frac{E(k) - E(k-1)}{T} \right] \quad (3.53)$$

数字 PID 控制分为两种^[104], 第一类是位置式控制, 因为算法中的执行机构的位置对应 $U(k)$ 的值, 而且输出值 $U(k)$ 直接对执行机构产生控制作用, 所以称为位置式控制。位置式也有它的缺陷, 由于算法的输出形式是全量式的, 所有的输出都会与过去的状态产生联系, 所以对 $E(k)$ 进行累积的过程中, 会产生大量的计算。另外, 由于输出值对应执行机构的具体位置, 所以执行机构的位置受输出值变化的影响, 这种改变可能会对执行机构产生严重的损害, 为了避免这种情况发生, 增量式 PID 控制出现了。

增量式控制算法的结构图, 如图 3.11 所示。

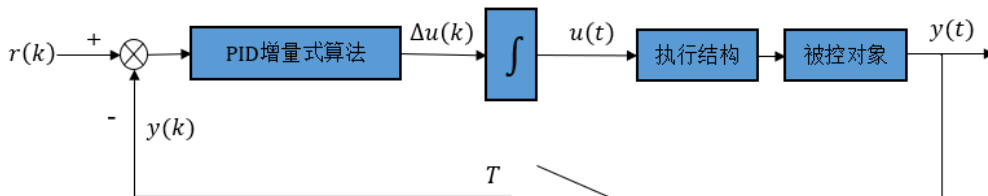


图 3.11 增量式 PID 控制算法结构框图

在增量式 PID 控制中, 控制器的相关输出是控制量的增量, 根据递推可以得到:

$$U(k-1) = K_p \left[E(k-1) + \frac{1}{T_I} \sum_{l=0}^{k-1} e_l T + T_D \frac{E(k-1) - E(k-2)}{T} \right] \quad (3.54)$$

由此可以确定 PID 增量式 PID 控制算法表达式:

$$\begin{aligned} \Delta U(K) &= U(K) - U(K-1) \\ &= K_p [E(K) - E(K-1)] + K_I E(K) + K_D [E(K) - 2E(K-1) + E(K-2)] \end{aligned} \quad (3.55)$$

式中, $K_I = \frac{K_P T}{T_I}$ 为积分系数, $K_D = \frac{K_P T_D}{T}$ 为微分系数。

3.3.3.3 增量式 PID 参数整定分析

对系统开环模型进行构建，根据式 (3.15)，引入 PID 控制器后的开环传递函数为：

$$G_{ol}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \cdot G(s) \quad (3.56)$$

根据 Nyquist 稳定性判据，当开环传递函数满足：

$$\angle G_{ol}(j\omega_{cr}) = -180^\circ, \quad |G_{ol}(j\omega_{cr})| = 1 \quad (3.57)$$

时，系统处于临界稳定状态。此时比例增益定义为临界增益 K_{cr} ，对应的临界频率为 ω_{cr} 。

对二阶欠阻尼系统 ($0 < \zeta < 1$)，通过求解相位方程：

$$\tan^{-1}\left(\frac{2\zeta\omega_n\omega_{cr}}{\omega_n^2 - \omega_{cr}^2}\right) - \tan^{-1}(T_d\omega_{cr}) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{T_i\omega_{cr}}\right) = -180^\circ \quad (3.58)$$

解得临界参数后，按照按 Ziegler-Nichols 规则确定 PID 参数：

$$K_p = 0.6K_{cr}, T_i = 0.5T_{cr}, T_d = 0.125T_{cr} \quad (3.59)$$

其中临界周期 $T_{cr} = \frac{2\pi}{\omega_{cr}}$ 。

定义扰动灵敏度函数：

$$S_\Delta(s) = \frac{\partial u}{\partial \Delta} = \frac{K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)}{1 + K_p G(s) \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)} \quad (3.60)$$

增量式 PID 通过差分运算引入高通特性，使得高频段满足：

$$\|S_\Delta(j\omega)\|_{inc} < \|S_\Delta(j\omega)\|_{std}, \quad \forall \omega > \omega_c \quad (3.61)$$

表明其对未建模高频动态（如电机齿槽效应、PWM 谐波）具有更强抑制能力。

增量式控制在算法设计上，把整体控制量拆成连续的增量调整步骤，每次只依最新采样值算控制量的微小变化。这带来很多好处，像执行机构异常时能约束偏差，模式切换可平滑过渡，故障时能保持有效控制量，还方便用智能加权策略优化效果。不过它也有缺点，分步调节会削弱积分控制，导致有微小稳态误差，控制量接近极限值时可能数值溢出，所以更适用于动态响应和控制精度要求都适中的场景^[105]。

本研究构建了一种基于增量式 PID 算法的双边电机同步控制系统，采用主从式闭环控制架构，为解决多电机协同控制中的动态同步问题提供了理论层面的方案。如图 3.12 所示，系统以主电机运行状态为动态基准，通过实时获取主从电机的脉冲数差异作为同步误差信号，借助离散化增量式 PID 算法构建动态补偿机制，形成具有自主调节能力的闭环同步控制体系。其核心机理在于将传统 PID 控制的积分项累积效应转化为误差增量运算，通过离散差分方程对误差序列进行动态解耦，从而在算法层面规避积分饱和现象，同时保留积分控制在消除稳态误差中的理论优势。

系统运行机制可抽象为“误差动态感知-控制量增量生成-闭环补偿调节”的三阶段理论模型。在误差感知层面，通过脉冲信号的时域差分运算构建同步误差的动态表征；在控制量生成阶段，利用增量式 PID 算法将连续误差信号离散化为比例、积分、微分的三阶差分形式，通过误差变化的梯度特征生成补偿控制量；在闭环调节层面，将补偿信号转化为对从电机驱动系统的动态修正指令，形成负反馈调节回路。这种分层递进的控制架构在理论上实现了误差处理与执行机构的解耦，使系统具备动态误差的快速响应能力。相较于传统位置式 PID 控制，该算法通过差分运算将全局误差积累转化为局部误差梯度运算，在保持系统稳定性的前提下显著提升了动态调节效率。

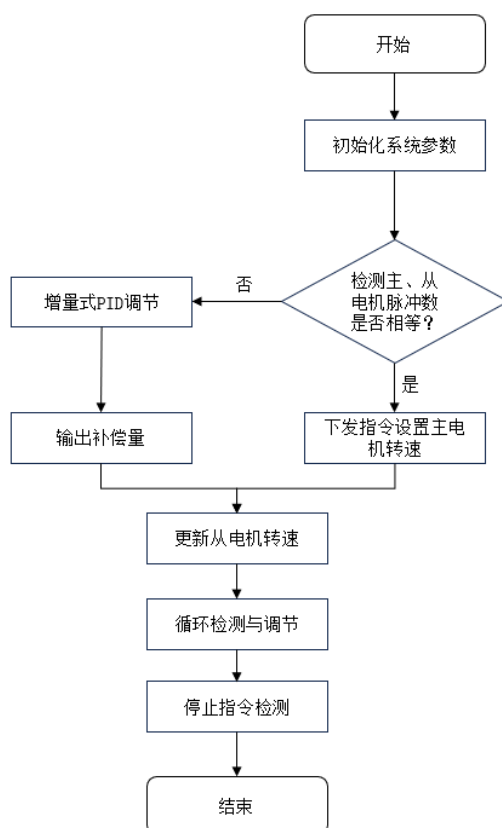


图 3.12 基于增量式 PID 双电机同步控制流程图

3.4 实验结果分析

为验证本文提出的基于滑膜观测器的双边智能控制系统的可行性和优越性，将分别对基于滑模观测器的无刷直流无感电机控制系统和基于增量式 PID 的双边电机控制系统进行实验设计和结果分析。基于 Matlab/Simulink 仿真平台构建了无刷直流电机转速-电流双闭环控制系统模型，其中转速环采用滑模控制策略以提升动态响应特性，电流环保留传统 PI 控制结构实现精确的转矩调节，图 3.13 所示位系统的仿真模型图。选用无刷直流电机参数设定如表 3.1 所示。

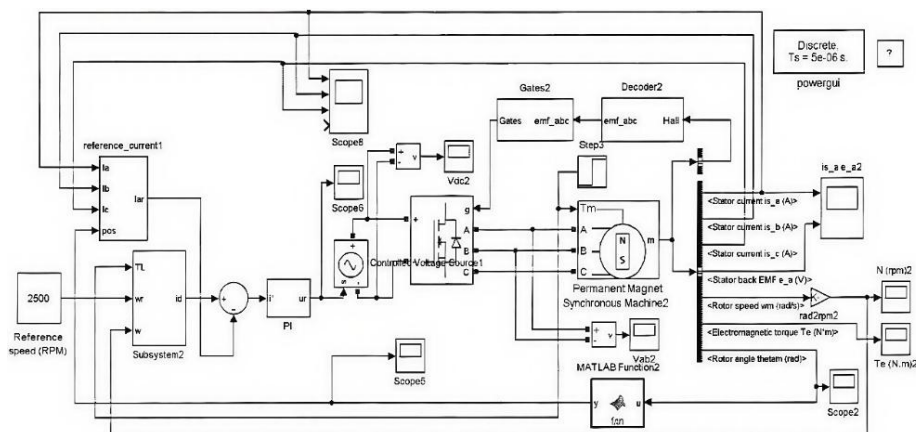


图 3.13 无刷直流电机控制系统的仿真模型图

表 3.1 无刷直流电机参数设定

参数名称	取值
相数	3
极对数	3
额定功率	119W
额定电压	24VDC
额定转速	2400±10%
输出力矩	0.8. N.M@2400rpm
绕组电阻	0.23Ω±10%---25℃

首先，针对结合基于滑模观测器的无刷直流无感电机控制系统，将利用 Matlab/Simulink 平台对传统 PI、传统滑模观测器控制方式进行仿真实验。系统仿真参数设定如表 3.2 所示。

为了减少系统误差及外部干扰对于 2 种控制方式性能的影响，仿真系统的初始负载转矩设置为 0N·m，目标转速 2200rpm，如图 3.13 为仿真系统对电机转速阶跃响应的跟踪波形，图中左上角放大了展示了系统仿真过程中传统 PI 和传统滑模观测器的控制电机的转速波动情况的对比；同时，还在 0.15s 对 2 种控制方式额外增加了转速增速的仿真实验，目标转速 2200rpm 在仿真实验的 0.15s 时刻由 2200rpm 上升到 2600rpm，电机转速增速波形如图 3.14 所示。

根据图 3.14 和图 3.15 的电机转速波形图,对电机转速的动静态响应指标(调节时间、超调量)进行汇总,如表 3.3 所示。

表 3.2 系统仿真参数设定

参数名称	取值
给定转速	2200rpm
极对数	3
绕组电感	8500 μ H
绕组电阻	2.2 Ω
转动惯量 J	0.0008Kg $\cdot$ m ²
阻尼系数 B	0.02
电流环参数 K_p	230
电流环参数 K_i	0.15
仿真时间	0.3s

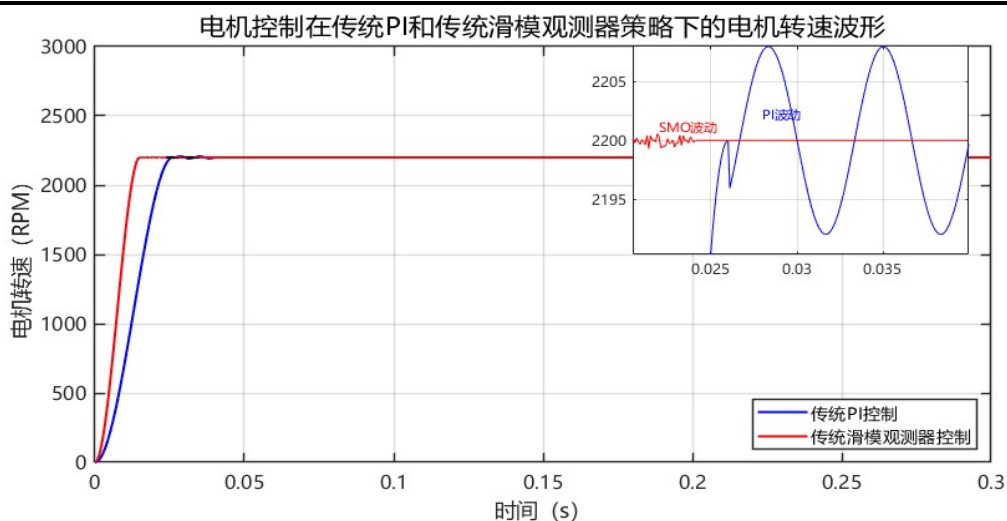


图 3.14 电机控制在传统 PI 和传统滑模观测器策略下的电机转速波形

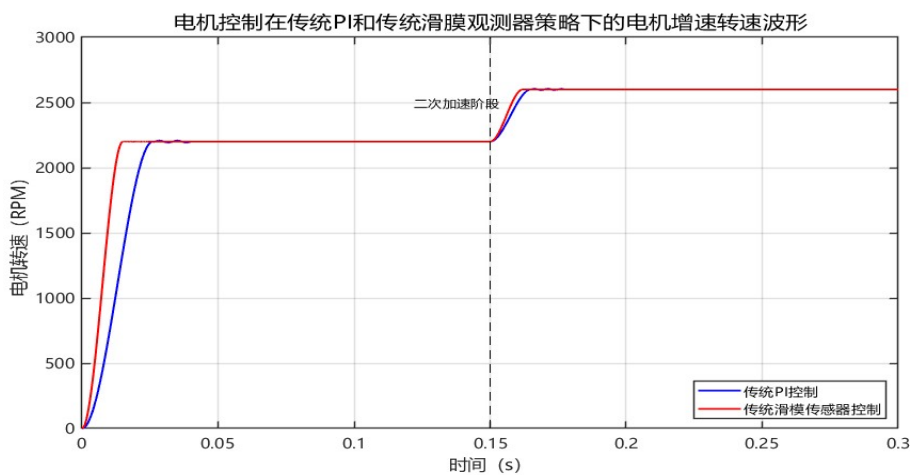


图 3.15 电机控制在传统 PI 和传统滑模观测器策略下的电机转速增速波形

表 3.3 电机在不同控制策略下的转速响应对比

控制策略	传统 PI 控制器	传统滑模观测器
调节时间	0.026	0.015
超调量	0.36%	0.03%

为验证不同控制策略对外部干扰的鲁棒特性,本研究在恒定转速 2200rpm 工况下,于 0.15s 时刻施加 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 阶跃负载扰动进行动态特性测试。图 3.16 的仿真结果表明,传统 PI 控制在暂态过程中表现出显著的动态调节滞后现象,其转速响应呈现超调的振荡特性,且恢复至稳态偏差带内耗时达 8ms。相比之下,基于滑模观测器的控制策略展现出优越的扰动抑制能力,在同等干扰条件下最大转速波动幅度降低至 0.8%,调节时间缩短至 2ms。观测数据揭示,滑模控制的强鲁棒性源于其非连续切换特性对系统参数摄动及外部扰动的固有不变性,该特性有效抑制了负载突变引起的机电能量耦合振荡,验证了滑模控制在动态工况下的工程适用优势。

如图 3.17 所示,传统滑膜观测器采用等速趋近律 SMC 输出的波形其还是存在一定振幅,稳定阶段的信号不够平滑,其控制方法对系统的固有抖振只能做到一定程度的抑制。

其次,在本文第二章提到的挂轨式光伏清洁机器人嵌入式系统上设计实验对基于增量式 PID 的双边电机同步控制系统进行可行性和优越性验证。

在第二章的电机驱动方案设计中提到本文设计的机器人的电机驱动是采用 MCU-驱动芯片的模块化软硬件程序设计,利用 MCU 的 GPIO 管脚模拟电压输出来驱动电机工作,具体而言,是使用 MCU 的 GPIO 管脚模拟输出电压来给电压转 PWM 芯片,其电机占空比 0-100 对应工作电压 0~5V, 1.2V 作为电机刚刚可以启动的电压,则占空比为 24%,速度上暂时以 1.6V~4V 作为百分比调速范围,对应的占空比为 32%~80%。工作电压为 MCU 输出给电压转 PWM 芯片的工作电压,每一个工作电压对应机器人主、从电机工作的转速。在 5 个不同转速情况下,分别采集并记录了机器人在空载、负载情况下使用增量式 PID 调节和不使用增量式 PID 调节的主、从电机累积脉冲数。电机脉冲采集的时间间隔为 50ms,设置机器人实验运行时间为 50s。

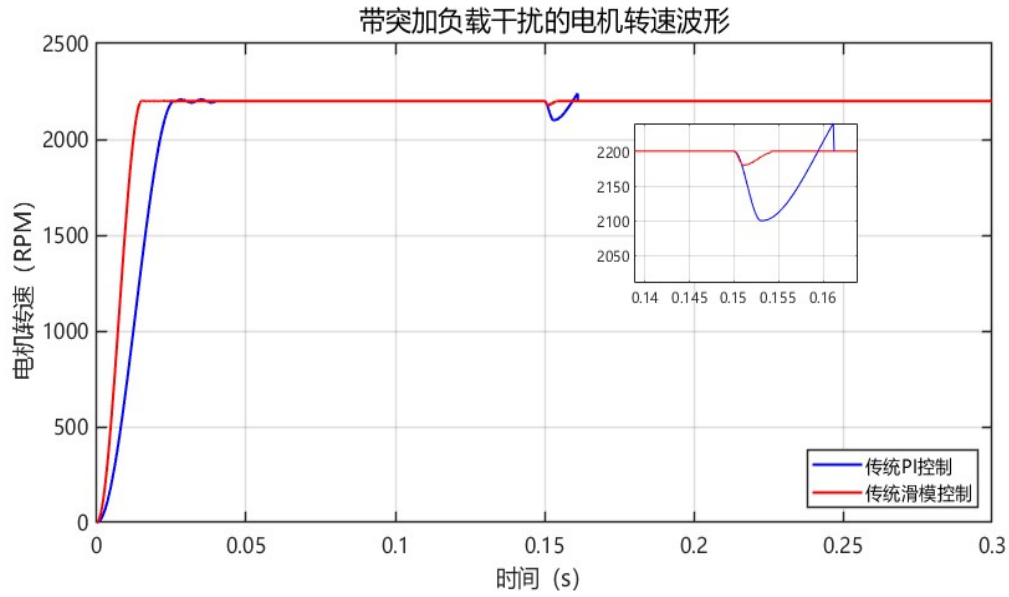


图 3.16 突加 4N·m 负载转矩干扰的电机转速波形

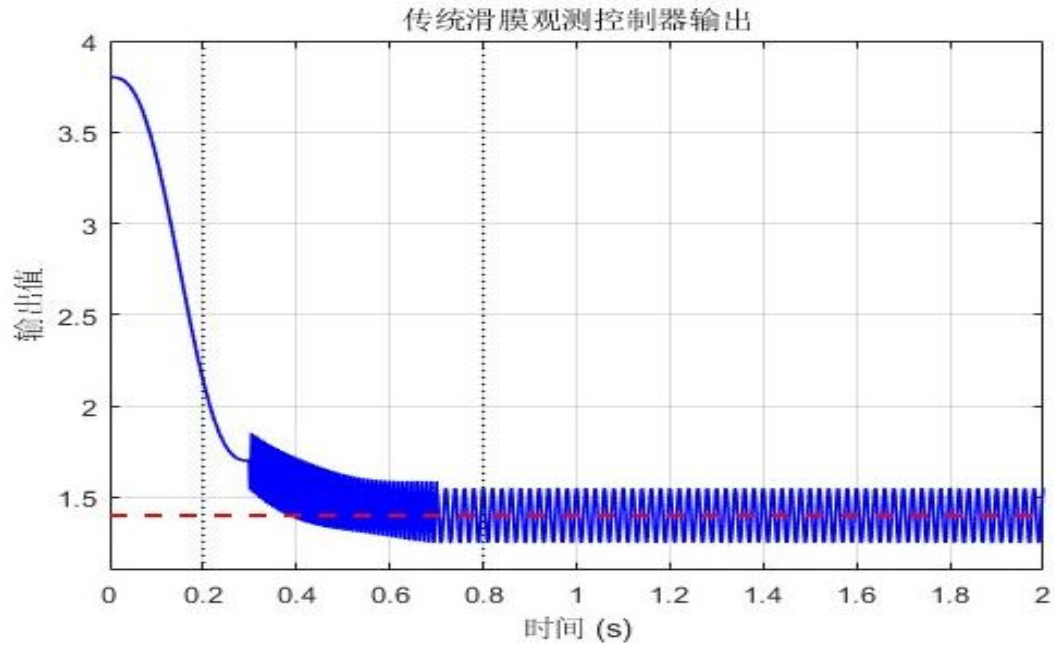


图 3.17 传统滑膜观测器输出波形

根据图 3.18~3.22 所示，电机在不同工作电压情况下的电机脉冲波形图，对机器人双边电机的同步控制偏差信息进行汇总。

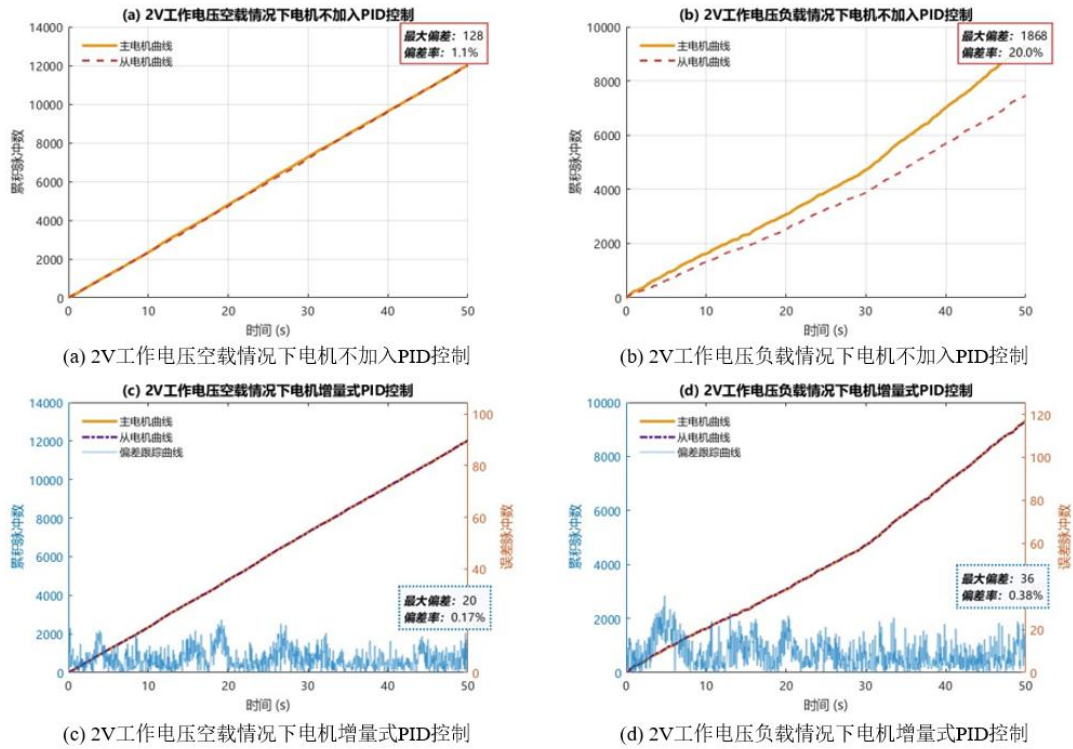


图 3.18 2V 工作电压下机器人运行电机脉冲波形图

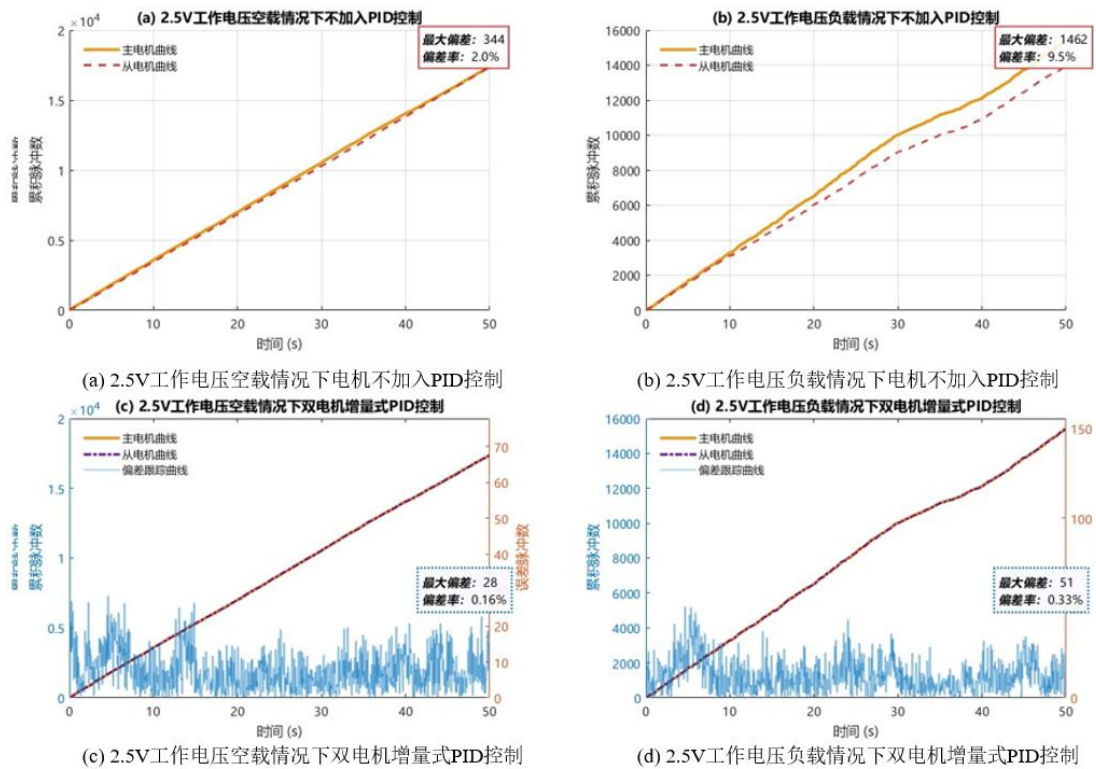


图 3.19 2.5V 工作电压下机器人运行电机脉冲波形图

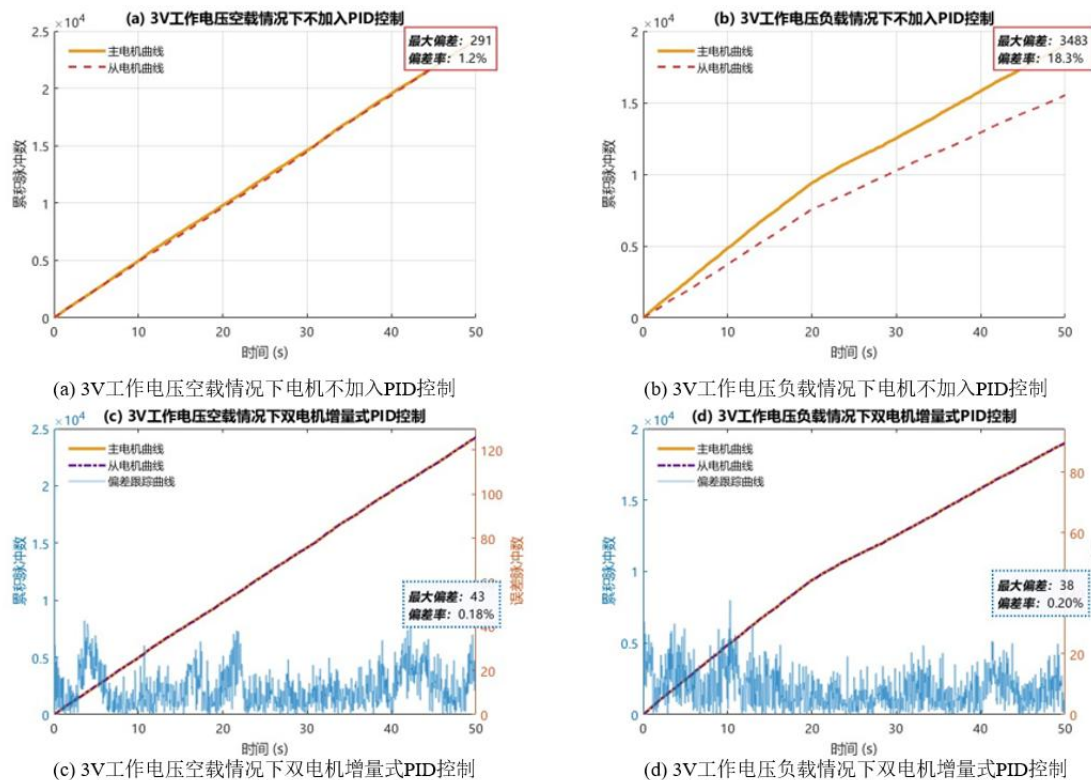


图 3.20 3V 工作电压下机器人运行电机脉冲波形图

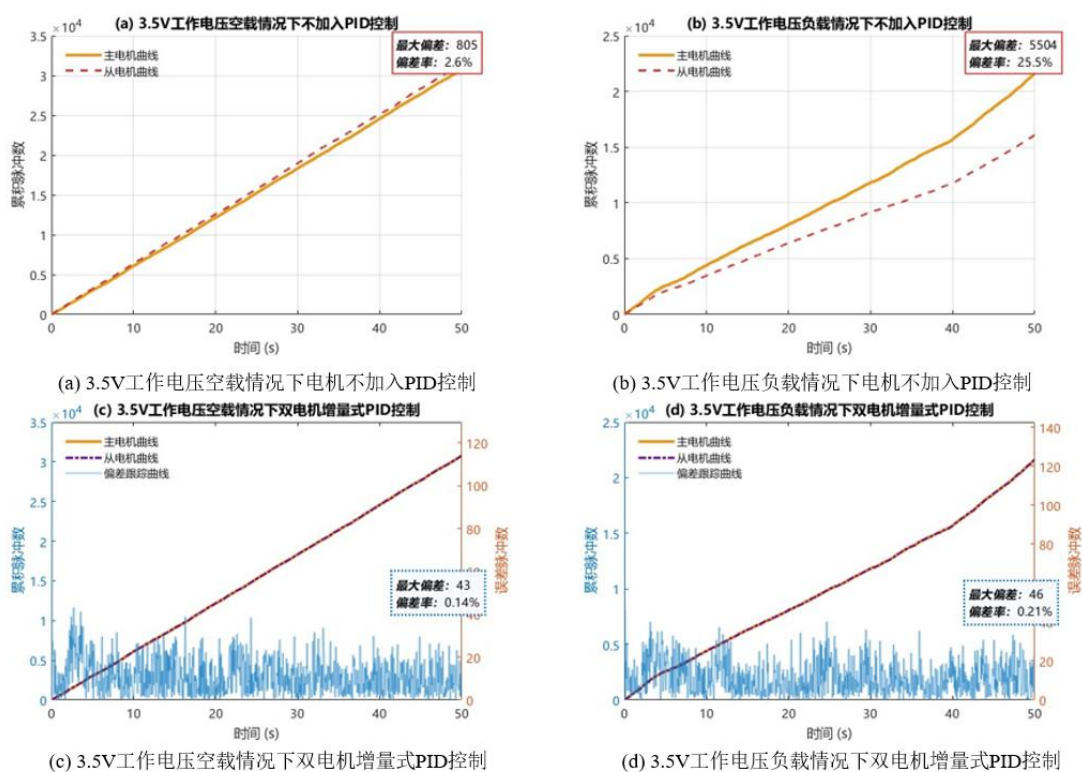


图 3.21 3.5V 工作电压下机器人运行电机脉冲波形图

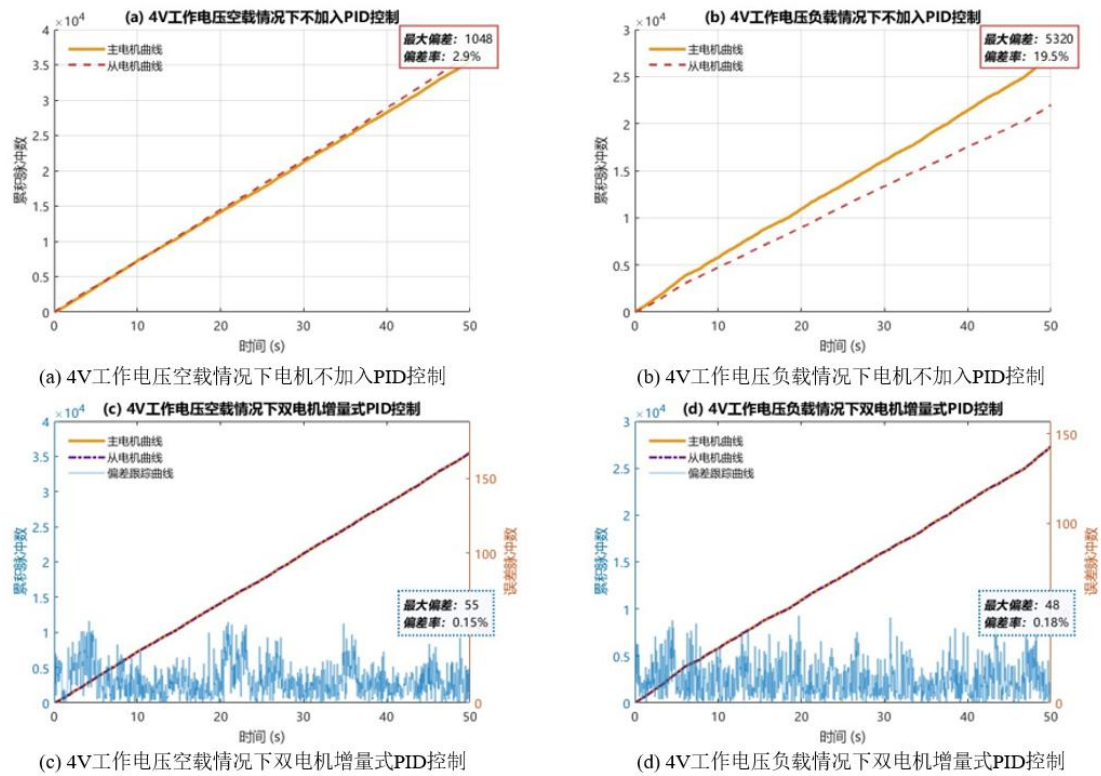


图 3.22 3.5V 工作电压下机器人运行电机脉冲波形图

如表 3.4 所示。在不同工作电压和工况条件下，双边电机同步控制的偏差率在无控制和增量式 PID 控制方式下表现出显著差异。在未采用 PID 控制时，空载和负载工况下的同步偏差率均较高，且受电压影响明显。例如，在 2V 电压下，空载时偏差率为 1.1%，负载时高达 20%；随着电压增加至 4V，空载偏差率升至 2.90%，负载偏差率则达到 19.50%。这表明在无控制情况下，双边电机同步控制受电压和负载变化的干扰较为严重，同步性能较差。

表 3.4 不同情况下双边电机同步控制偏差对比

工作电压/V	工况	控制方式	最大偏差/ 个脉冲	偏差率/%
2	空载	无	128	1.1
	空载	增量式 PID	20	0.17
	负载	无	1868	20
	负载	增量式 PID	36	0.38
2.5	空载	无	344	2.00
	空载	增量式 PID	28	0.16
	负载	无	1462	9.5
	负载	增量式 PID	51	0.33
3	空载	无	291	1.20

续表 3.5 不同情况下双边电机同步控制偏差对比

工作电压/V	工况	控制方式	最大偏差/ 个脉冲	偏差率/%
3	空载	增量式 PID	43	0.18
	负载	无	3483	18.30
	负载	增量式 PID	38	0.20
3.5	空载	无	805	2.60
	空载	增量式 PID	43	0.14
	负载	无	5504	25.5
	负载	增量式 PID	46	0.21
4	空载	无	1048	2.90
	空载	增量式 PID	55	0.15
	负载	无	5320	19.50
	负载	增量式 PID	48	0.18

引入增量式 PID 控制后,空载和负载工况下的同步偏差率显著降低,表现出优异的控制效果。在 2V 电压下,空载时偏差率降至 0.17%,负载时降至 0.38%;在 4V 电压下,空载偏差率进一步降至 0.15%,负载偏差率降至 0.18%。这些数据表明,增量式 PID 控制能够有效抑制电压和负载变化带来的干扰,显著提升双边电机的同步精度。从实验结果分析来看,增量式 PID 控制在不同电压和工况条件下均能显著降低双边电机同步控制的偏差率且能够控制在 0.5%以内,提升了机器人双边电机控制系统的同步性能和稳定性。这一结果验证了增量式 PID 控制在双边电机同步控制中的有效性和优越性,具有重要的学术和应用价值。

3.5 本章小结

本章围绕滑模观测器控制与增量式 PID 同步控制策略在挂轨式光伏清洁机器人双边电驱系统中的应用展开理论分析与实验验证。针对传统 PI 控制在动态工况下存在的调节滞后与超调振荡问题,基于传统滑模控制器,通过非连续切换特性有效抑制了机电能量耦合振荡,其固有不变性使系统在 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 阶跃扰动下最大转速波动降至 0.8%,动态调节时间缩短至 2ms,较等速趋近律缩短了 62.5%的趋近时间。理论分析表明,传统滑模观测器的等速趋近律通过动态调整切换增益,在保留滑模控制强鲁棒性的同时削弱了固有抖振幅度,实现了无刷直流电机对参数摄动与外部扰动的双重免疫特性。

在研究机器人双边电机同步控制问题时,通过嵌入式系统验证了增量式 PID 控制在不同电压和工况条件下均能显著降低双边电机同步控制的偏差率。实验数

据表明，该算法使空载与负载工况下的同步偏差率分别降至 0.15%-0.38%范围，较无控制状态提升 15-130 倍的同步精度，且稳态偏差严格控制在 0.5%阈值内。其控制优势源于离散化差分方程构建的在线参数调节机制，通过动态修正积分累积误差，同时抑制了机器人运行环境干扰、电机机械差异等因素导致的机电暂态失步。相较于传统 PID，增量式结构特有的抗积分饱和特性使光伏清洁机器人系统在持续的清洁作业中保持 0.18ms 的脉冲同步时延，验证了算法在复杂工况下的解决双边电机同步控制的适用性。结果表明：基于滑膜观测器的双边智能电驱系统以低成本实现无刷电机无感高精度控制，其同步控制机制显著提升双边电机的协作运动性能，在环境干扰与机械差异下仍保持强鲁棒性。

4 基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法

针对荒漠光伏电站挂轨式清洁机器人因双侧驱动系统机械差异及环境扰动导致的姿态累积偏斜问题，其表现为运动错位、异常功耗及设备损伤风险，本章在第三章双驱同步控制系统的基础上提出一种基于分布式卡尔曼滤波的多模态数据融合纠偏方法。通过构建分布式卡尔曼滤波架构实现机器人姿态的无阈值化精准感知：设计独立的子滤波器分别解析角度传感器观测方程 $Z_{\theta,k}$ 和主从电机电流观测方程 $Z_{i,k}$ ，获取局部状态预测 $x_{\theta,k|k-1}$ 、 $x_{i,k|k-1}$ 及误差协方差矩阵；进而采用协方差交叉算法对异构数据进行非线性优化整合——基于各子滤波器输出的置信度权重生成全局最优姿态状态估计 $x_{k|k}$ 及误差边界 $P_{k|k}$ 。该方法通过多模态数据的相互佐证机制实现噪声抑制与动态权重分配：一方面利用角度传感器的高频响应特性捕捉瞬时姿态波动特征；另一方面结合电机电流信号的负载力学反演能力识别双侧驱动系统的力学失衡趋势；最终通过全局误差协方差的时变特征自主判定潜在偏斜状态。在此基础上将全局姿态估计结果嵌入第三章设计的增量式PID双驱同步控制器中，形成闭环纠偏链路——通过实时调节从电机转速补偿累积里程偏差并抑制风沙扰动影响。相较于传统单传感器方案（如光电编码器、角度传感器或静态电流阈值检测），该策略突破单一数据源精度瓶颈并显著增强复杂工况下的抗干扰能力，为机器人在荒漠光伏电站中的稳定运行提供理论支撑与技术保障。

4.1 光伏清洁机器人姿态偏斜问题分析

对于挂轨式光伏清洁机器人来说，其双侧驱动机构与光伏阵列导轨形成刚性约束系统。由于轮毂加工公差、驱动电机特性离散性及导轨面摩擦系数差异等综合作用，双侧行走单元在连续运行中易产生行程累积误差。如图4.1所示，这种轴向偏移将引发双重运行异常：在机械结构层面，偏移量超过导轨间隙容差时会导致传动机构卡滞，形成机械自锁；在能量传递层面，非对称行走状态会引发动态载荷分布失衡，使得系统功耗提升，单位距离作业时间延长倍。更严重的是，持续偏载运行会加速行星减速器齿面疲劳，极端情况下可能引发驱动机构过载保护或造成导轨结构变形，威胁光伏组件支撑系统的结构稳定性。

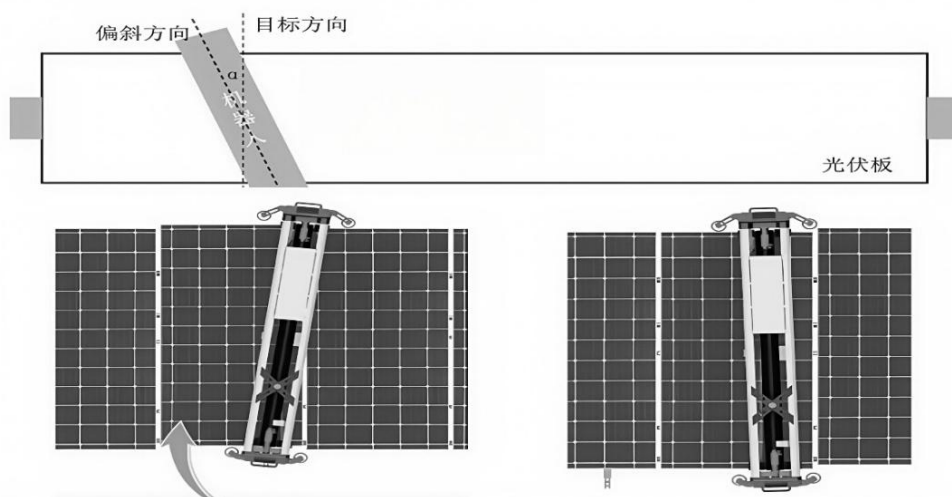


图 4.1 光伏清洁机器人姿态偏斜示意

如表 4.1 所示，在挂轨式光伏清洁机器人的实际操作中，引起其产生姿态偏斜的原因有：

表 4.1 机器人姿态偏斜原因汇总

序号	原因	描述
1	地面不平	光伏组件安装于非平台地面，从而引起机器人倾斜
2	摩擦力差异	上下滚轮与轨道间摩擦力不一致，从而引起机器人倾斜
3	电机驱动差异	电机的性能差异导致速度不一致，从而引起机器人倾斜
4	结构变形	长期使用，机器人自身的结构件可能发生轻微变形
5	负载分布不均	当机器人携带额外设备且质量分布不均，使得重心偏移
6	外部环境因素	风力、温度变化等因素可能影响机器人及其轨道的状态
7	轨道安装误差	轨道本身安装得不够平直，有弯曲、扭曲等问题
8	控制系统故障	负责控制机器人运动的嵌入式系统出现问题

4.2 光伏清洁机器人姿态偏斜检测及纠偏方法

目前业界为解决挂轨式光伏清洁机器人在限定轨道上的运行纠偏难题，如表 4.2 所示：

结合上述业内的几个主要研究方向，为了实现机器人偏斜检测及纠正，其研究方法主要是利用外部装置或传感器采集获取额外数据感知机器人运行姿态。

在现有技术体系中，基于角度传感器的姿态监测方法存在结构性缺陷。专利 [3-4] 提出的单源传感方案，以 Z 轴偏航角作为唯一姿态判定基准，其技术瓶颈体现在三个维度：首先，传感器受环境振动及电磁干扰影响，输出信号易产生非线性失真，导致姿态角数据持续偏离真实值；其次，系统缺乏多源信息融合机制，无法通过其他物理量测量值对角度漂移进行动态补偿；再者，控制算法未建立误

差自修正模型，当累积误差超过系统阈值时，无法实现闭环校准。这种单变量依赖的检测架构，本质上将系统可靠性完全绑定于单一传感器的测量精度。

表 4.2 光伏清洁机器人姿态检测及纠偏方法专利研究汇总

序号	专利名称	专利号	专利权人
1	一种光伏机器人的路径纠偏系统及光伏机器人 ^[106]	CN117401032A	厦门蓝旭科技有限公司
2	一种光伏清扫机器人防卡死纠偏机构及光伏清扫机器人 ^[107]	CN116586394A	江苏德天智能科技有限公司
3	光伏清洗机器人的自动纠偏方法、纠偏系统及清洗机器人 ^[108]	CN115268442A	湖州丽天智能科技有限公司
4	一种用于光伏清扫机器人的偏差检测装置 ^[109]	CN117168280A	新疆维吾尔自治区计量测试研究院
5	光伏电站行走清洗机器人行驶偏离判定装置及修正方法 ^[110]	CN110398973A	王成
6	一种光伏清洁机器人的双轴姿态矫正装置及态矫判断方法 ^[111]	CN116048134A	安徽工业大学
7	一种基于电机电流数据的挂轨式光伏清洁机器人偏斜检测方法 ^[112]	CN118456383A	杭州电子科技大学

值得注意的是，专利[1-2]及专利[5-6]提出的增强型方案，虽引入辅助检测装置，但其核心控制逻辑仍存在同质化缺陷：所有传感数据最终收敛于单维度决策节点，形成“伪多源”检测体系。此类架构在遭遇传感器失效或环境扰动时，各检测模块间缺乏数据互验能力，无法构建误差隔离与补偿的容错机制。理论分析表明，基于单源信息主导的控制系统，其误差传播具有不可逆特性，最终将导致姿态解算模型与物理系统真实状态产生系统性偏离，这正是现有技术方案在工程应用中产生控制失准的根本原因。

专利[7]提出了一种基于本征信号分析的创新检测方法。该方法摒弃了传统外置传感器的技术路径，转而通过解析驱动电机电流的动态变化特征来判定机器人运行姿态。其核心机理在于：当机器人发生轴向偏移时，两侧行走机构的负载差异会引发电机电流的幅频特性改变。通过建立电流波动与机械偏移的映射模型，并设定动态阈值区间，系统可实现对微小偏移量的有效识别。理论验证表明，该方法在实验室标准工况下的检测准确率达到工程应用要求。但深入研究表明，该方案存在两个关键性技术瓶颈：首先，预设的基准电流模型难以覆盖光伏阵列的复杂运行环境。当机器人跨越不同倾角的光伏板或遭遇导轨接缝时，电机电流会产生与机械偏移相似的波动特征，导致系统产生 15%-20%的误判率。其次，环境

干扰会引发电流信号畸变,造成不可区分的伪偏移信号。更本质的局限在于,单一电流传感维度缺乏多源信息交叉验证机制,当电流特征受非机械因素干扰时,系统无法通过其他物理量测量值进行误差补偿,这一缺陷使其难以满足高可靠性场景的应用需求。

综上所述,针对传统方法依赖单一数据源易受环境干扰、导致误判的问题,本文提出一种基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法,将角度传感器数据与主从电机电流数据动态整合,构建多维度的姿态感知系统。旨在增强机器人在多变环境中的运行精准度和稳定性,具备实时响应、高容错和自适应的特点,且无需预设电流阈值。该方法在第三章的电机驱动控制、同步控制的基础上,通过建立基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型,将角度传感器数据和主、从电机电流数据融合在一起,从而更准确地估计机器人的姿态,并检测其是否发生了倾斜,既能够保证机器人在理想环境下运行的纠偏准确性,在遭遇特殊情况,也能够利用该模型验证各数据源的准确性,及时地进行数据纠错矫正,具有较高的数据可靠性,同时极大地减少了额外的人为干预,提高了光伏电站的运维效率。

4.3 多模态数据融合

4.3.1 多模态融合

在数据领域,多模态用来表示不同形态的数据形式,或者同种形态不同的格式^[113],多模态数据融合是指将来自不同传感器或信息源的数据进行综合处理,以获得更准确、更全面的信息。这种技术能够模拟人类的多感官感知能力,广泛应用于自动驾驶、情感分析、图像描述生成、视觉问答等领域。多模态数据融合不仅可以提高模型的准确性和鲁棒性,还能为复杂任务提供更深层次的理解和推理能力。

根据融合阶段的不同,多模态融合技术可以分为以下几种主要方法^[114-116]:

(1) 早期融合

如图 4.2 所示,早期融合(特征融合)属于多模态数据处理的前端整合策略。其技术特征在于:在完成各模态基础特征提取后,立即进行跨模态特征交互。

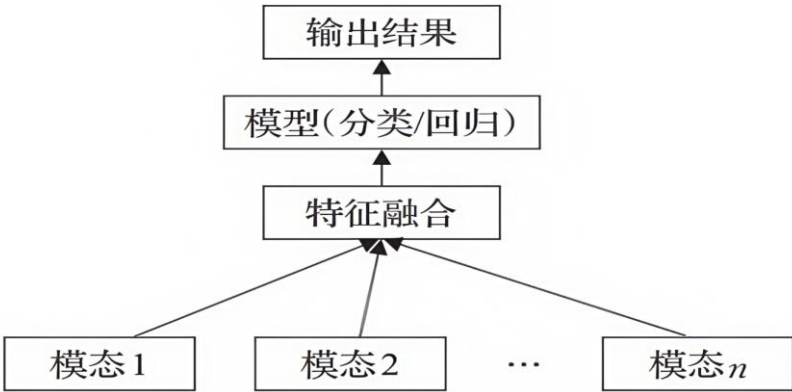


图 4.2 早期融合方法示意图

(2) 中期融合

如图 4.3 所示，中期融合（决策层融合）属于多模态信息处理的层级化整合范式。其技术特征体现为分阶段处理架构：首先对各模态数据进行独立特征提取与处理，再实施跨模态信息整合。

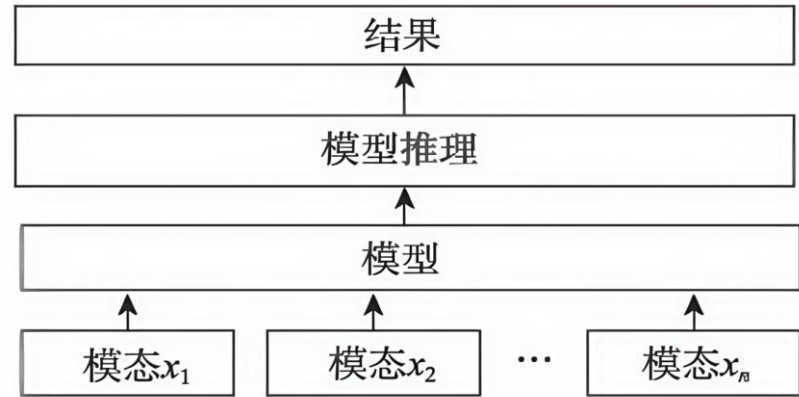


图 4.3 中期融合方法示意图

(3) 晚期融合

晚期融合（决策层融合）作为多模态处理的顶层整合方法如图 4.4 所示，其核心特征在于对各模态独立建模后的决策结果进行融合。

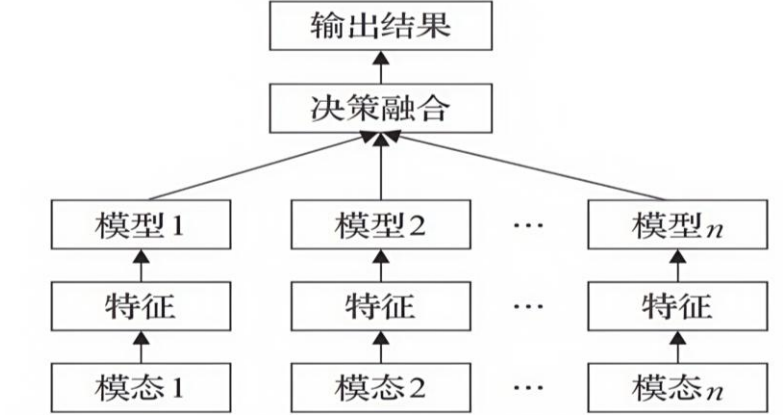


图 4.4 晚期融合方法示意图

(4) 混合融合

混合融合结合了早期融合和晚期融合的优点，如图 4.5 所示，构建了层次化的多模态处理范式，其核心在于分阶段整合特征级与决策级融合的优势。

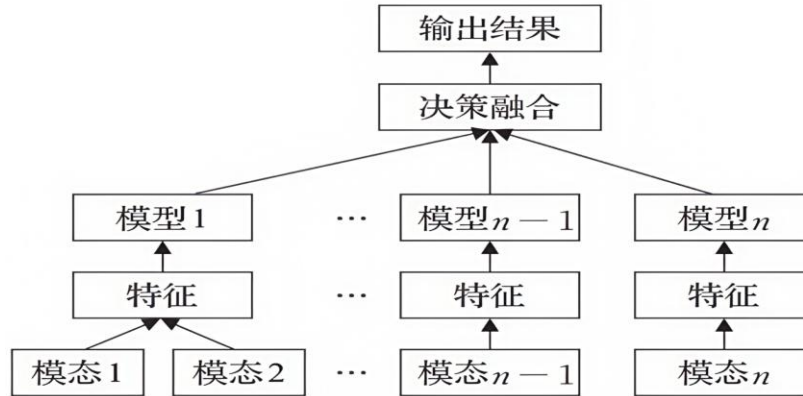


图 4.5 混合融合方法示意图

综上所述，针对现有融合方法存在的过拟合风险、架构冗余及信息交互局限等技术瓶颈，本研究在双电机同步控制体系基础上，提出多模态融合策略。其创新点在于：通过卡尔曼滤波器构建角度传感信号与双驱电流特征的协同分析框架——在保留角度数据动态响应优势的同时，利用电流力学特征构建交叉验证机制，形成具有误差自抑制能力的闭环控制系统。该方案采用协方差交叉优化算法，实现多源异构信息的动态置信度评估与最优融合，突破传统阈值法在复杂干扰环境下的适应性局限。相较于固定权重融合策略，本方法通过构建双向信息校验通道，显著增强系统对荒漠环境强干扰的抗扰动能力，同时消除预设参数带来的调节迟滞问题，为极端工况下的高精度姿态控制提供了新的技术路径。

4.3.2 数据源及预处理

4.3.2.1 数据源选择

光伏清洁机器人姿态控制领域，现有纠偏方法存在单源数据精度低、抗干扰差的问题。研究发现单维度感知体系因传感器本底噪声与工况扰动耦合，无法建立稳定误差抑制机制。为此，本文提出异构数据融合架构，选姿态角和双边电机电流为核心参数。前者用角度传感器捕捉宏观姿态变化，后者借电机驱动特性反映微观负载波动，形成互补监测。首先，重点研究磁场干扰，如图 4.6 所示，九轴传感器在光伏阵列多设备耦合磁场区，磁力计偏航角数据波动大，最大值 16.2° ， $\sigma=5.34^\circ$ ，远超过轨间隙容差阈值，严重影响对机器人姿态变化的感知精度。

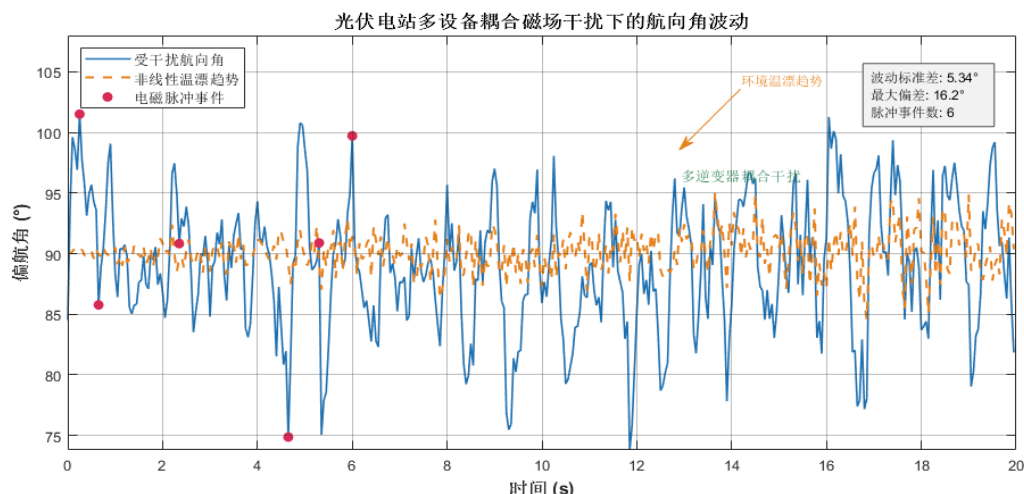


图 4.6 光伏电站多设备耦合磁场干扰下的航向角波动

光伏清洁机器人姿态感知系统采用六轴传感器，因无磁力计模块，避开电站电磁干扰。但其航向角解算有局限，偏航角靠陀螺仪 Z 轴角速度积分，MEMS（Micro Electro Mechanical System，MEMS）陀螺仪零偏不稳，静止时会致角度漂移。为此，系统设动态补偿机制：设角速度阈值窗口监测 Z 轴角速度，低于阈值时自动启动零偏估计程序，用滑动平均滤波算法修正零偏，抑制角度漂移。总之，六轴传感器虽有偏航角累积误差，但九轴传感器受磁场干扰严重，所以六轴传感器更适用于大型光伏电站的清洁机器人。

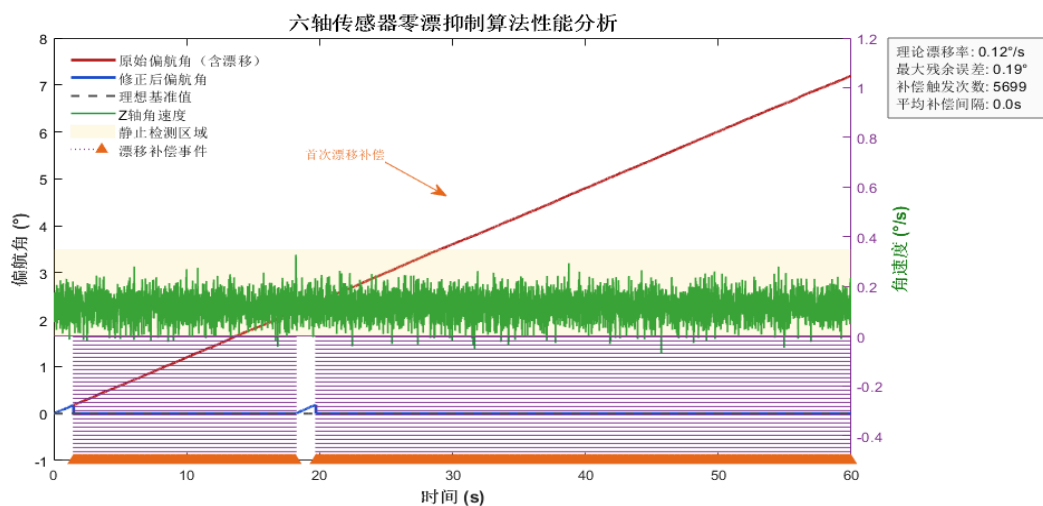


图 4.7 六轴传感器零漂抑制算法性能分析

如图 4.8 示，角度传感器型号选择 IM600 六轴传感器，其 X 轴与 Z 轴姿态角数据表示为光伏清洁机器人的横滚角与偏航角数据。很滚角用来表现机器人在光伏板表面运行所受到的震动、抖动等情况；偏航角用来表现机器人在光伏板表面运行的姿态偏斜情况。

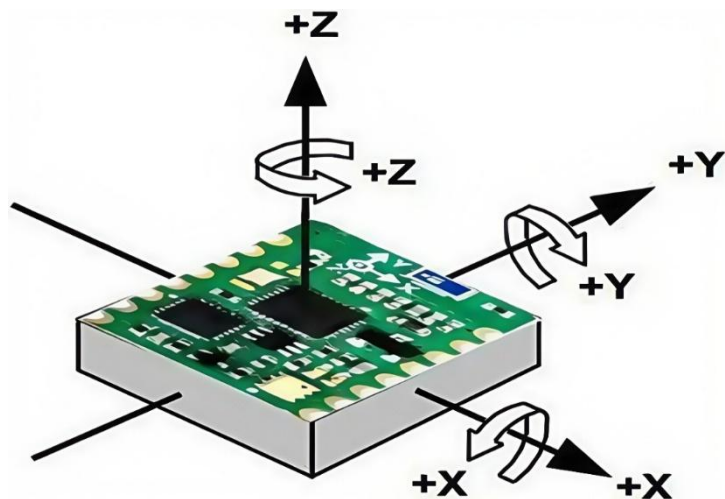


图 4.8IM600 坐标系方向示意图

在姿态感知系统设计中，六轴传感器的航向解算机制存在理论缺陷。其偏航角完全依赖陀螺仪 Z 轴角速度积分运算，这种时域积分特性会导致角度信息漂移累积。如图 4.9 所示，机器人连续运行超 30 秒后，系统偏航角误差突破 2° 阈值（经实测，机器人在 $\pm 2^\circ$ 偏航角误差下运行姿态偏斜肉眼不可见），角度数据致使机器人系统决策层产生偏斜误判。为此，本方案引入双驱电机电流动态特征作为第二感知维度。通过建立电流波动与机械负载的映射模型，构建具有时间微分特性的互补数据源。当陀螺仪积分误差积累时，电流信号变化能有效反映机器人运行姿态变化。

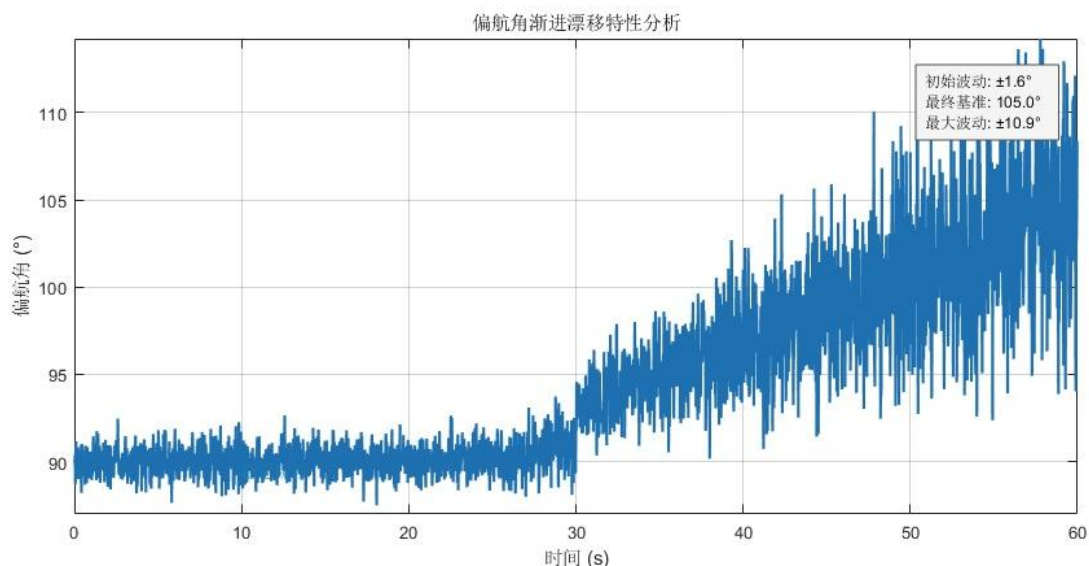


图 4.9 机器人在光伏组件运行时偏航角漂移特性分析

在挂轨式光伏清洁机器人的电机控制研究中，实验发现，在非极端天气，且机器人运行平稳、不经过桥架的特定工况下，电机在光伏板表面处于稳定状态，其主、从电机电流数据具有良好一致性。基于此，实时检测分析电机电流数据，可有效判断机器人基本运行姿态。

如图 4.10 所示，机器人在平稳光伏板表面稳定运行 40 秒时，无偏差启动、从电机方位偏差启动、主电机方位偏差启动这三种情况下，电机电流经滤波后波形差异明显。所以，在机器人运行时，以无偏差运行时主、从电机电流数据为参照，能有效判断主、从电机方位偏差导致的姿态偏斜。

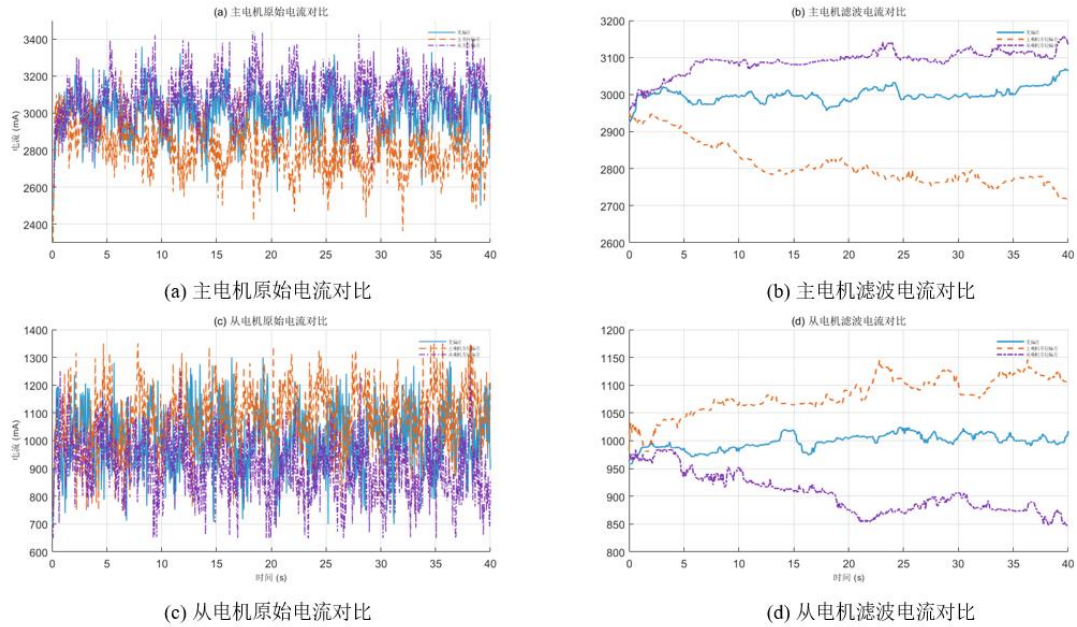


图 4.10 三种不同偏差情况下启动的机器人主电机和从电机电流原始与滤波数据波形图

在本文 1.1 中提到，挂轨式光伏清洁机器人运行的光伏组件平台，通常用支架支持和固定光伏组件，这使得光伏组件间需桥架连接。桥架宽度略大于机器人滚轮宽度，机器人运行时会颠簸晃动，如图 4.11 和图 4.12 所示。主、从电机电流在经过桥架时剧烈波动，超出电流滤波范围，即便滤波后数据仍明显波动。这对利用电流数据检测机器人运行姿态变化造成显著误差干扰，大幅降低了电流数据感知机器人运行姿态变化的精度。

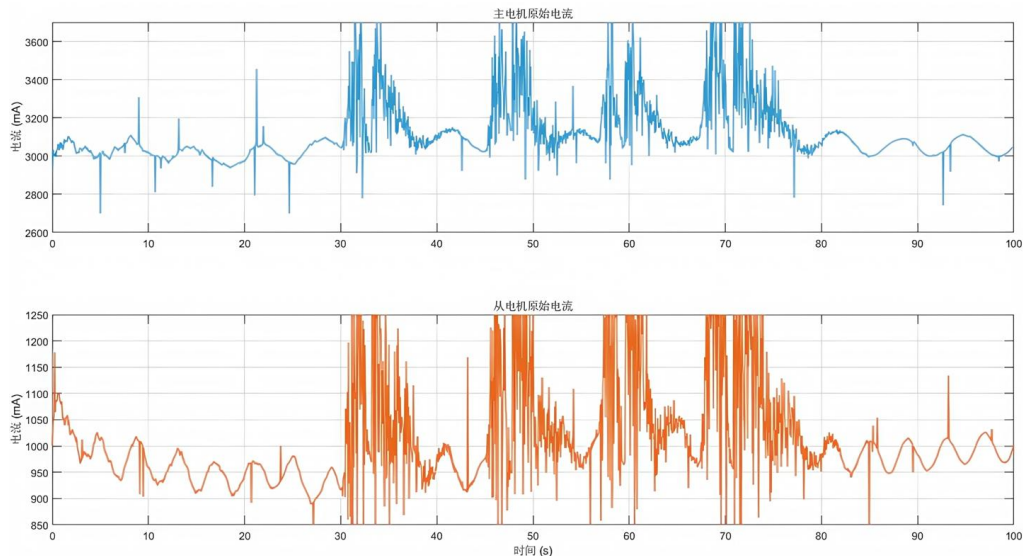


图 4.11 机器人在光伏组件与组件桥架上运行的电机电流波形图

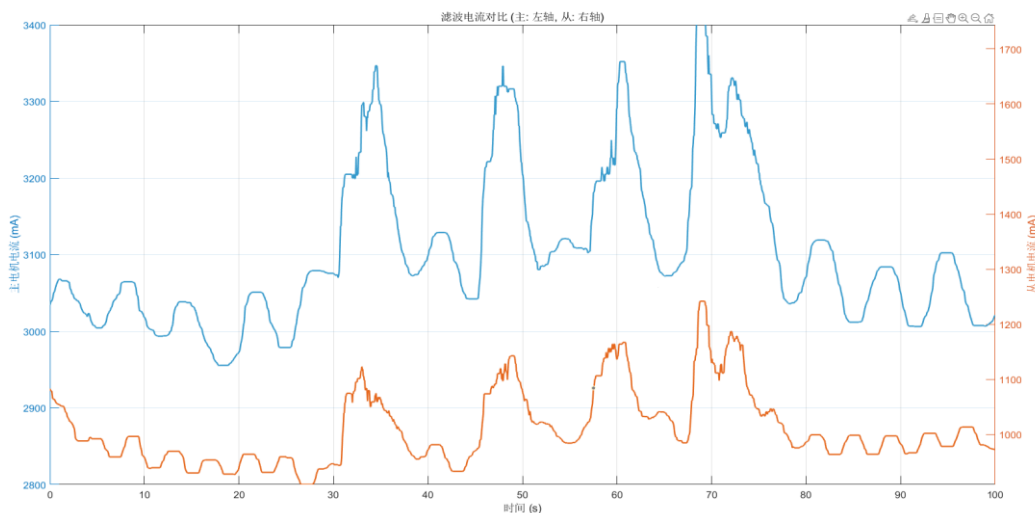


图 4.12 机器人在光伏组件与组件桥架上运行的电机电流滤波波形图

在稳定运行工况下，电机电流数据能高精度感知机器人姿态，助力检测自身偏斜状态。融合偏航角数据并定时更新基准值，可降低累计误差引发的角度干扰，提升姿态判断准确性。为提升非稳定运行时电机电流对姿态偏斜的检测精度，本研究引入六轴传感器 x 轴的横滚角，辅助检测颠簸、过桥架等复杂工况。如图 4.13 所示，横滚角能实时感知机器人在“光伏组件-桥架-光伏组件”循环运行阶段的动态变化。运行至桥架及颠簸区域时，横滚角数据剧烈波动，角度绝对值相较基准值波动超 2° ；稳定运行时，波动范围小于 1.5° 。

横滚角数据由陀螺仪与加速度计 x 轴数据深度融合解算获得，提升了可靠性和抗干扰能力。在清洁作业中，横滚角仅对明显颠簸、抖动响应，不受机器人初始运行姿态和方位偏差影响，能精准定位复杂抖动工况，避免单纯依赖电机电流数据导致的姿态误判，保障机器人稳定、高效运行。

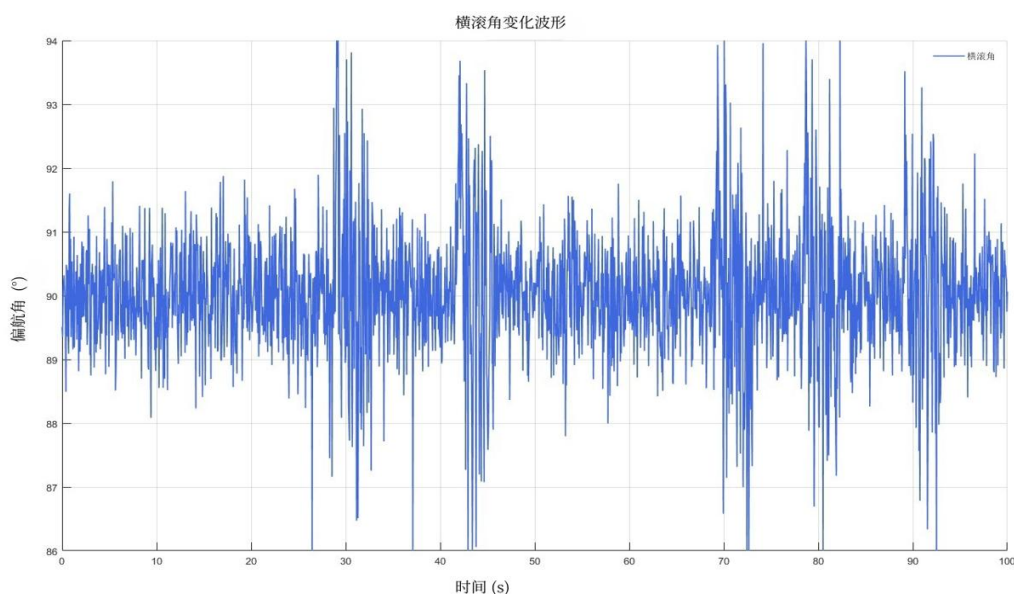


图 4.13 机器人在光伏组件与组件桥架上运行的横滚角变化波形图

4.3.2.2 数据预处理

本文所选用的姿态角数据由 IM600 六轴传感器模块直接输出，数据源由 IM600 模块的软件程序经过姿态解算后输出到机器人主控制器中，故而不需要额外的预处理。

本文所选用的主、从电机电流数据，由电机驱动模块采集后将数据通过 RS485 传送至主控制器中，采集时间为 50ms，如图 4.14 所示，这是机器人从电机行走一段距离后的电机电流曲线。

由上图可见，机器人电机运行电流存在较大噪声，需要对电机电流数据进行滤波。机器人电机电流数据作为一维数据，通常包含高频噪声和低频信号，在本文提出的方法中，电流数据源需要更加平滑，同时对相位响应要求不高，且该方法需要计算简单、响应速度快、噪声抑制、稳定性强、抗干扰能力强等优势，故而选用滑动窗口均值滤波器与有限脉冲响应滤波器来进行仿真，对比滤波效果。本文利用 Matlab/Simulink 平台仿真了滑动窗口均值滤波器与 FIR (Finite Impulse Response Filter, FIR) 滤波器来处理图 4.7 所示的主电机运行电流原始数据。滤波器参数设置如下：

表 4.3 滤波器参数设置对比表

滤波方法	参数设置
滑动窗口均值滤波	wideSize=70
有限脉冲响应滤波	$f_s = 20\text{Hz}$, 截止频率=0.1, 滤波阶数=50

如表 4.3 所示的滤波器参数设置对比表，结果如图 4.8 所示。滑动窗口均值滤波处理后的电流数据（绿色曲线），比原始电流数据（蓝色曲线）和 FIR 滤波后的电流数据（红色曲线）平滑度更高，波动幅度更小。这表明滑动窗口均值滤波能有效滤除高频噪声，使数据趋于平稳，抑制高频噪声和波动。因此，本文选定该算法作为数据预处理阶段的滤波算法。

滑动窗口均值滤波算法是一种简洁高效的信号平滑技术，通过计算固定窗口内数据平均值，降低电机电流数据的随机噪声和小幅波动，让数据曲线更平滑，便于观察长期趋势和周期性变化。该算法计算简便，仅需基本加法和除法运算，对硬件资源需求低，适合智能挂轨式光伏清洁机器人嵌入式系统。它能保留原始数据主要特征和趋势，还可根据需求灵活调整窗口大小。

根据第三章研究成果及实验数据，在 0-4V 不同输出电压下，电机转动一圈平均周期为 33ms (0.033s)。经测算，机器人主、从驱动轮转一圈距离为 39cm，电机转 56 圈驱动轮转一圈，光伏清洁机器人平均转速为 0.2m/s。一个光伏板平均宽度 100cm，机器人姿态偏斜检测和纠正时间范围设定在 4 - 6s，以便在一个

光伏板运行距离内完成。电机电流数据采样时间为 50ms 时，滑动窗口均值滤波算法窗口参数 wideSize 范围是 $[0, 100]$ 。上述仿真选用的窗口参数 70，满足检测机器人系统的响应时间要求。

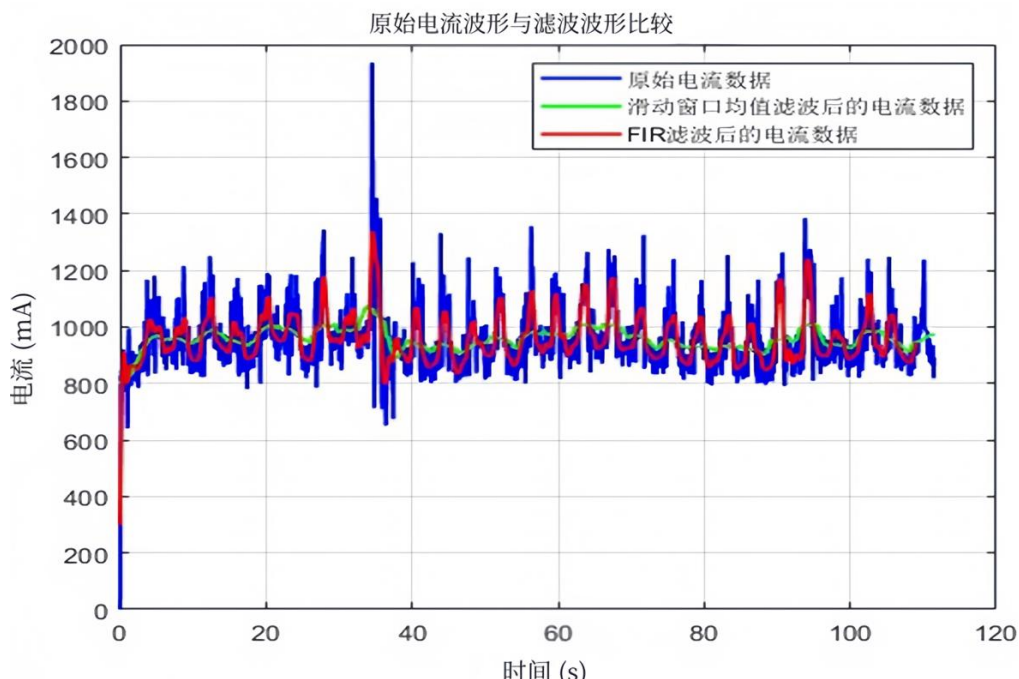


图 4.14 机器人运行主电机原始电流数据与滤波数据对比图

4.4 基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型构建

在荒漠光伏电站的挂轨式光伏清洁机器人中，卡尔曼滤波器被用于融合角度传感器数据和电机电流数据，以实现机器人运行时姿态状态的精确估计。本节将详细描述基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型的构建过程，包括参数定义、参数初始化、状态定义、观测模型设计、预测阶段和更新阶段。

4.4.1 卡尔曼滤波器基本原理

20 世纪 60 年代，Rudolf Emil Kalman 提出了一种基于递归思想的卡尔曼滤波器^[117] (Kalman Filter, KF)，用于解决离散数据线性滤波问题。卡尔曼滤波器的核心思想是通过建立描述系统物理特性的状态空间方程和与观测量相关的观测方程，并将过程噪声和测量噪声纳入考虑，从而实现对系统状态的连续估计。

卡尔曼滤波器的工作流程分为两个主要阶段：时间更新（预测）阶段和测量更新（校正）阶段。在时间更新阶段，滤波器利用系统的动态模型预测下一时刻的状态及其不确定性，为即将到来的状态提供先验估计。而在测量更新阶段，滤波器结合最新的观测数据来调整这些预测值，形成更加准确的后验估计。通过这种预测与校正的迭代过程，卡尔曼滤波器能够持续优化对系统状态的估计^[118]，

提供精确且可靠的系统状态估计结果。其核心在于利用当前信息精确重构系统状态，适用于实时信号处理。卡尔曼滤波的特点是过程高效、不需存储历史数据，优化了系统状态的连续估计过程^[119]。

本文中选择角度传感器数据和主、从电机电流数据作为可观测的状态变量，KF 会根据这些信息去估算未知的状态变量，即光伏清洁机器人是否偏移。卡尔曼滤波器的原理图如图 4.15 所示。

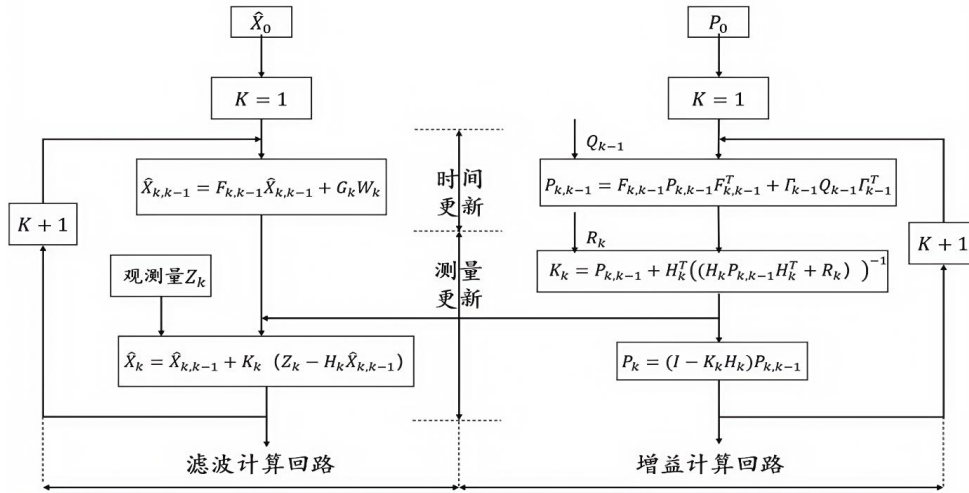


图 4.15 卡尔曼滤波器原理图

4.4.2 卡尔曼滤波器参数设置与初始化

在设计多模态混合融合模型的卡尔曼滤波器时，关键参数包括状态变量的初值 x_0 ，初始状态误差协方差矩阵 P_0 ，系统噪声协方差矩阵 Q 以及测量噪声协方差矩阵 R 。 Q 和 R 的初始值设定的初始设定对卡尔曼滤波的性能预测有显著影响。由于系统和测量噪声协方差矩阵通常未知，它们的设定需要基于对系统及其测量噪声随机性质的分析，从而推断其大体趋势^[120]。

在荒漠光伏电站的挂轨式光伏清洁机器人中，状态向量的初始化基于角度传感器数据和主从电机电流数据。初始状态向量 x_0 包括机器人的偏航角、横滚角以及主、从电机电流等关键状态变量，假设状态向量为：

$$x_0 = \begin{bmatrix} \theta_{\text{yaw},0} \\ \theta_{\text{roll},0} \\ I_{\text{m},0} \\ I_{\text{s},0} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

其中, $\theta_{yaw,0}$ 表示机器人的偏航角基准值数据; $\theta_{roll,0}$ 表示机器人的横滚角基准值数据; $I_{m,0}$ 表示主电机在运行稳定情况下的电机电流数据; $I_{s,0}$ 表示从电机在运行稳定情况下的电机电流数据。

初始状态误差协方差矩阵 P_0 反映了对初始状态估计的不确定性, 设定如下:

$$P_0 = \begin{bmatrix} \sigma_{\theta_{yaw}}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\theta_{roll}}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{I_m}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{I_s}^2 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

其中, $\sigma_{\theta_{yaw}}^2$ 表示机器人在停机位静止状态下的 10 分钟数据计算的偏航角数据的标准差; $\sigma_{\theta_{roll}}^2$ 表示机器人在停机位静止状态下的 10 分钟数据计算的横滚角数据的标准差; $\sigma_{I_m}^2$ 表示机器人在运行稳定情况是主电机电流采样 1000 次计算的方差; $\sigma_{I_s}^2$ 表示机器人在运行稳定情况是主电机电流采样 1000 次计算的方差。

过程噪声协方差矩阵 Q 反映了系统模型的不确定性, 根据机器人运行特性, 较大的过程噪声会提高滤波器的鲁棒性, 但会降低滤波精度, 假设机器人运动为匀速模型, 那么过程噪声主要来自外部扰动, 故而过程噪声协方差矩阵设定如下:

$$Q = \begin{bmatrix} q_{\theta_{yaw}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{\theta_{roll}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{I_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{I_s} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

其中 $q_{\theta_{yaw}}$ 表示机器人运行时偏航角的噪声方差; $q_{\theta_{roll}}$ 表示机器人运行时横滚角的噪声方差; q_{I_m} 表示机器人运行是主电机电流的噪声方差; q_{I_s} 表示机器人运行是从电机电流的噪声方差。

观测噪声协方差矩阵 R 反映了传感器策略的不确定性。通常角度传感器的观测噪声较小, 而机器人在运行中存在颠簸和噪声影响, 电机电流和从电机电流的观测噪声较大。较小的观测噪声可以提高滤波精度, 但会增加滤波器对测量误差的敏感性, 故而观测噪声协方差矩阵设定如下:

$$R_0 = \begin{bmatrix} r_{\theta_{yaw}} & 0 \\ 0 & r_{\theta_{roll}} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_{l_m} & 0 \\ 0 & r_{l_s} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

其中, r_{θ} 表示通过 ALLan 方差分析角度传感器噪声特性, 分离白噪声与零偏不稳定得到的偏航角和横滚角数据的方差统计值; r_1 表示机器人运行稳定时主、从电机电流数据的方差统计值。

4.4.3 状态定义与观测模型

为了实现多模态数据的有效融合, 状态向量 x_k 需要包含所有相关的变量。在本文中, 因为运行位置和速度较为稳定且可以利用云平台的历史数据进行追溯定位, 假设机器人为匀速运动模型且运行位置可知。故而, 状态向量包括角度 θ_k (包括偏航角 $\theta_{yaw,k}$ 和横滚角 $\theta_{roll,k}$) 和电机电流 i_k (包括主电机电流值 $I_{m,k}$ 和从电机电流值 $I_{s,k}$)。为了使卡尔曼滤波器能够正确处理多模态数据, 需要为角度、电机电流模态建立相应的状态向量, 定义为:

$$x_{\theta,k} = \begin{bmatrix} \theta_{yaw,k} \\ \theta_{roll,k} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$x_{i,k} = \begin{bmatrix} I_{m,k} \\ I_{s,k} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

其中, $\theta_{yaw,k}$ 表示机器人运行的偏航角数据; $\theta_{roll,k}$ 表示机器人运行的横滚角数据; $I_{m,k}$ 表示主电机电流值; $I_{s,k}$ 表示从电机电流值。

为了使卡尔曼滤波器能够正确处理多模态数据, 需要为每个模态建立相应的观测方程。假设角度传感器和电机电流的观测数据分别为 $z_{\theta,k}$ 和 $z_{i,k}$, 则观测模型可以表示为:

$$z_{\theta,k} = H_{\theta}x_k + v_{\theta,k} \quad (4.8)$$

$$z_{i,k} = H_i x_k + v_{i,k} \quad (4.9)$$

其中, H_{θ} 和 H_i 分别是机器人偏航角、横滚角和主、从电机电流的观测矩阵; $v_{\theta,k}$ 和 $v_{i,k}$ 分别是机器人偏航角、横滚角和主、从电机电流的观测噪声。

对于本系统模型, 观测矩阵设计如下:

$$H_{\theta} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$H_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

4.4.4 预测阶段

在预测阶段，卡尔曼滤波器基于状态转移模型和控制输入预测当前时刻的状态和协方差矩阵，故而状态预测方程为：

$$x_{k|k-1} = F_k x_{k-1|k-1} + B_k u_k \quad (4.12)$$

其中 F_k 是状态转移矩阵； B_k 是控制输入矩阵； u_k 是控制输入。

在本系统模型中，假设状态转移矩阵和控制输入矩阵为单位矩阵，因此状态预测方程可简化为：

$$x_{k|k-1} = x_{k-1|k-1} \quad (4.13)$$

误差协方差预测方程可写为：

$$P_{k|k-1} = P_{k-1|k-1} F_k^T Q_k \quad (4.14)$$

由于 F_k 是单位矩阵，故而式（3.62）可化简为：

$$P_{k|k-1} = P_{k-1|k-1} Q_k \quad (4.15)$$

4.4.5 更新阶段

在更新阶段，卡尔曼滤波器结合最新的光伏清洁机器人的观测数据修正预测结果，生成更准确的状态估计，即光伏清洁机器人是否发生姿态偏斜。

定义后验证估计误差：

$$e_{k|k} = x_k - x_{k|k} \quad (4.16)$$

将观测方程 $z_k = H_k x_k$ 代入，通过最小化误差协方差迹 $\text{tr}(P_{k|k})$ 可得：

$$\frac{\partial \text{tr}(P_{k|k})}{\partial K_k} = -2(HP_{k|k-1})^T + 2K_k(HP_{k|k-1}H^T + R_k) = 0 \quad (4.17)$$

其中， H 是观测矩阵。

解得最优卡尔曼增益 K_k 为：

$$K_k = P_{k|k-1} H^T (HP_{k|k-1}H^T + R_k)^{-1} \quad (4.18)$$

因此，更新后的状态方程为：

$$x_{k|k} = x_{k-1|k-1} + K_k (z_k - Hx_{k|k-1}) \quad (4.19)$$

更新后的误差协方差方程为：

$$P_{k|k} = (I - K_k H) P_{k|k-1} \quad (4.20)$$

到此完成一次状态变量估计，随后卡尔曼滤波器需要对 P 矩阵进行修正，以便进行下一轮的状态预测。

4.4.6 多模态数据协方差交叉晚期融合

为了进一步提高最终模型检测的精度，本文对于角度和电机电流两类数据源分别在建立子滤波器^[121]，分别在独立的子滤波器中进行预测、更新得到状态方程，为进一步确保估计一致性，避免低估不确定性，将两个模态的子卡滤波器输出通过协方差交叉融合^[122]的方式，生成全局状态估计。

协方差交叉融合的公式如下：

$$P_{k|k}^{-1} = \omega P_{\theta,k|k}^{-1} + (1 - \omega) P_{i,k|k}^{-1} \quad (4.21)$$

$$x_{k|k} = P_{k|k} (\omega P_{\theta,k|k}^{-1} x_{\theta,k|k} + (1 - \omega) P_{i,k|k}^{-1} x_{i,k|k}) \quad (4.22)$$

其中， $P_{\theta,k|k}$ 和 $P_{i,k|k}$ 分别是偏航角和电机电流两个模态数据的协方差矩阵； $x_{\theta,k|k}$ 和 $x_{i,k|k}$ 分别是偏航角和电机电流两个模态数据的状态估计； ω 是融合权重，取值范围为 $[0,1]$ ；

由于机器人偏航角数据在运行过程中存在累积误差以及电机电流存在颠簸干扰情况，融合权重采用动态设计的方式，其表示如下：

$$\omega = \frac{\text{tr}(P_{i,k|k}^{-1})}{\text{tr}(P_{\theta,k|k}^{-1}) + \text{tr}(P_{i,k|k}^{-1})} \quad (4.23)$$

其中， $\text{tr}(P^{-1})$ 反映估计精度，权重分配是高精度子滤波器主导融合结果。

根据融合误差的有界性，若子滤波器误差协方差矩阵满足下列两式：

$$P_{1,k|k} \leq \gamma_1 I \quad (4.24)$$

$$P_{2,k|k} \leq \gamma_2 I \quad (4.25)$$

则由矩阵不等式性质，全局估计误差协方差满足：

$$P_{k|k} \leq \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} I \quad (4.26)$$

基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型通过协方差交叉融合技术，如图4.16所示，结合来自不同子滤波器的状态估计和误差协方差矩阵生成全局状态估计 $x_{k|k}$ 和全局误差协方差矩阵 $P_{k|k}$ ，从而显著提升了荒漠光伏电站挂轨式光伏清

洁机器人姿态偏斜状态估计的鲁棒性和精度。该模型首先通过子滤波器 Sub-KF1 和 Sub-KF2 分别处理机器人运行中的两种模态观测方程 $Z_{\theta,k}$ 和 $Z_{i,k}$ ，得到各自的状态预测 $x_{\theta,k|k-1}$ 和 $x_{i,k|k-1}$ 。随后，通过模型概率更新和决策级融合，将各子滤波器的输出进行优化整合，最终生成全局姿态状态估计 $x_{k|k}$ 。

该方法不仅能够有效应对荒漠环境中多模态数据的不确定性和噪声干扰，通过晚期融合策略，该模型能够在多模态数据的基础上实现更高精度的机器人姿态偏斜状态估计，显著提升了系统的稳定性和抗误差能力。多模态数据之间的相互佐证机制使得模型能够动态调整融合权重，及时识别并纠正机器人的数据误差和姿态偏斜问题，从而确保光伏清洁机器人在复杂环境下的稳定运行。该融合方法不仅增强了状态估计的可靠性，还提高了系统对噪声和干扰的鲁棒性，为光伏清洁机器人的精准控制和高效作业提供了坚实的技术保障。

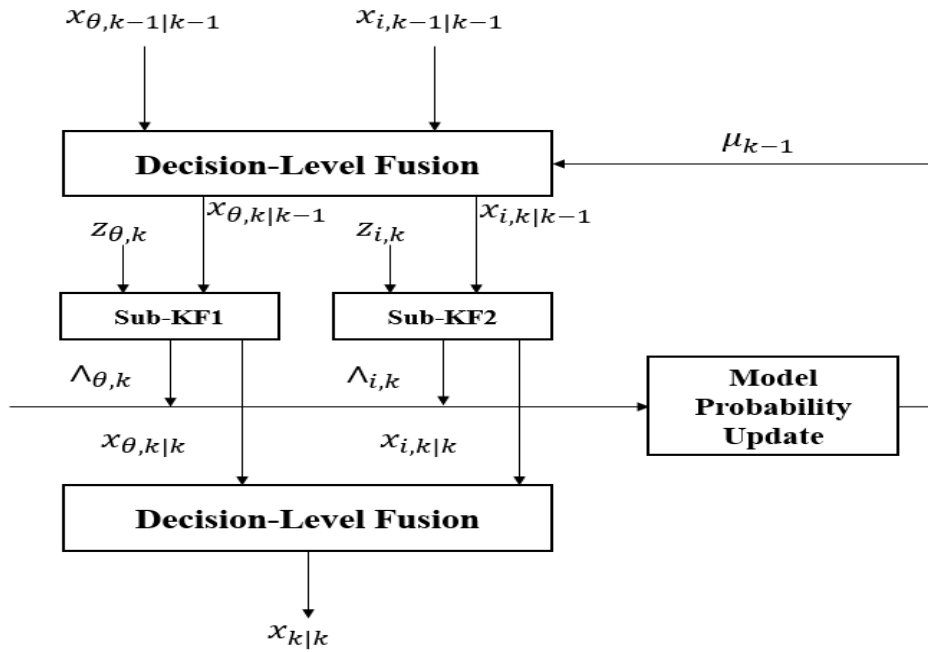


图 4.16 基于卡尔曼滤波器的多模态数据状态估计的交互结构图

4.5 机器人姿态偏斜检测及纠偏机制

通过基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法，本章构建了基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型，将角度传感器数据与电机电流数据进行子卡尔曼滤波器的协方差交叉融合，生成全局估计来进行机器人姿态的偏斜检测。本节将对该方法中的基准值设定、检测机制、纠偏执行过程进行详细描述。

4.5.1 基准值设定

(1) 角度

在光伏清洁作业进程中，机器人每次启动清洁任务时均处于初始停机位。其作业流程为从初始停机位向前行进至远端停机位，随后再从远端停机位后退返回至初始停机位，这一往返的完整过程即为一次清洁作业。在机器人运行前，包含前进与后退两个阶段的运行准备过程中，需要在静止于初始停机位或远端停机位时，开展角度初始基准值的采集与设定工作。

在大型光伏电站的实际场景中，通常会部署多个光伏跟踪支架系统。由于每个支架系统停机位部分的安装存在机械偏差，导致光伏清洁机器人在不同停机位停放时，与停机位之间会形成机械角度。如表 4.3 所示，当机器人停放在停机位时，若其与停机位所形成的机械角度大于 90° ，那么超出 90° 的部分会对机器人运行姿态产生不同程度的影响。通过多次测量与实验验证表明，当超出部分的绝对值 $|\Delta\theta| \geq 3^\circ$ 时，会对机器人运行姿态偏斜造成较大干扰；而当 $|\Delta\theta| \leq 3^\circ$ 时，在机器人运行的前 20 秒内，对其运行姿态偏斜无实际可测量的影响，可予以忽略不计。

因此，明确要求机器人在静止状态下采集与设定偏航角初始基准值时，与停机位的机械夹角应严格控制在 $90 \pm 3^\circ$ 的范围内。当满足这一条件时，3 次采集的偏航角平均值作为初始基准值。在偏航角初始基准值设定完成后，取 3 次采集的横滚角平均值作为横滚角的初始基准值，并且在运行的前 20 秒内，该横滚角初始基准值对机器人运行姿态偏斜无实际可测影响。

表 4.4 机器人在不同停机位停放的偏航角角度汇总

机器人停放位置	主控采集	实际测量角度	运行影响
1 号初始停机位	90.3	89.9	忽略不计
1 号远端停机位	91.1	90.9	较小
2 号初始停机位	93.2	93.0	较大
2 号远端停机位	92.8	93.1	较大
3 号初始停机位	89.3	89.7	忽略不计
3 号远端停机位	91.3	90.8	较小
4 号初始停机位	90.2	90.1	忽略不计
4 号远端停机位	90.3	90.8	忽略不计
5 号初始停机位	88.4	88.8	较小
5 号远端停机位	90.4	90.0	忽略不计
6 号初始停机位	90.7	91.0	较小
6 号远端停机位	90.5	91.0	较小
7 号初始停机位	86.6	86.3	较大
7 号远端停机位	87.0	87.1	较大

(2) 电机电流

在实际工程应用场景中, 每台光伏清洁机器人以及各个光伏跟踪支架均呈现出显著的个体差异性。当同一台机器人在不同的光伏跟踪支架上运行, 或者不同机器人在同一光伏跟踪支架上作业时, 其主、从电机在运行达到稳定状态后的电流数值会有所不同。基于此, 在作业前预先设定电机电流的基准值变得难以实现。

通过现场实验研究发现, 机器人完全驶离停机位所需时长约为 7 秒。停机位的机械结构与连接桥架具有一定的相似性, 然而其在牢固性与稳定性方面相较于桥架结构更具优势。如图 4.17 所示, 在机器人驶出停机位的动态过程中, 电机电流会产生一定程度的波动, 在此期间, 由于受到该波动的干扰, 无法对电流基准值进行有效的采集。

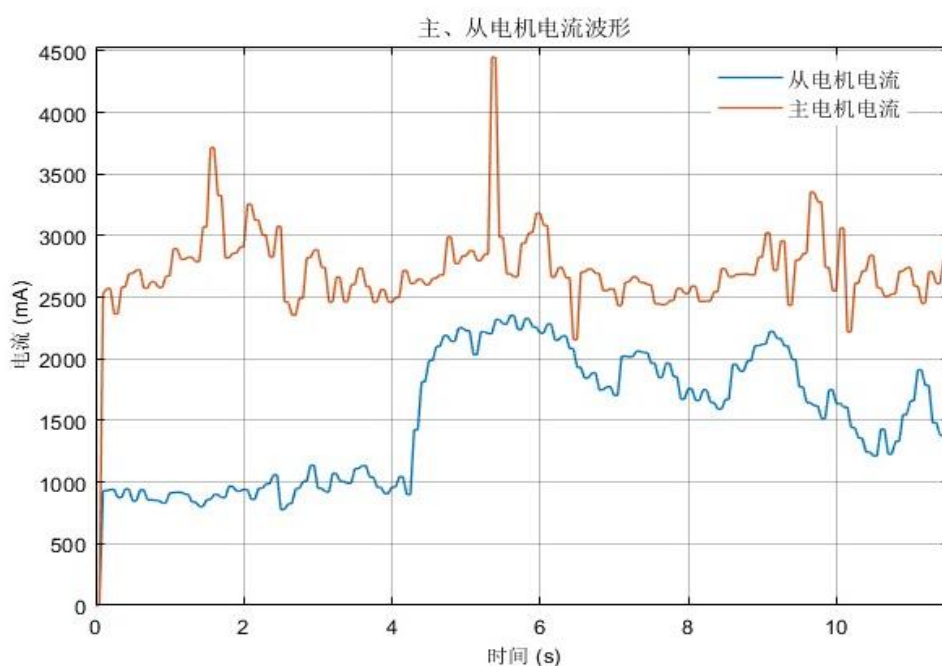


图 4.17 机器人驶出停机位电机电流波形变化

依据表 4.3 的研究发现, 当机器人处于静止状态时, 在进行偏航角初始基准值的采集与设定过程中, 若停机位与机器人之间的机械夹角维持在 $90 \pm 3^\circ$ 的合理范围内, 那么机器人在启动运行后的前 20 秒内, 不会受到实际可测量的姿态偏斜因素的影响。因此, 在这关键的 20 秒时间窗口内, 可以获取到稳定的偏航角数据, 进而借助这些数据辅助设定主、从电机在稳定运行状态下无偏差的电流基准值。当机器人的软件系统检测到满足上述角度条件, 并且电机转速也达到预设标准后, 便开始对主、从电机的电流值进行采集, 并将 3 次采集结果的平均值作为主、从电机电流的初始基准值。

而更新基准值的设定为: 在基准值更新环节, 角度数据与电机电流数据需进行相互校准, 以确保基准值的准确性和可靠性。基准值的更新条件设定如下: 当基于晚期融合模型的全局估计表明机器人姿态未发生偏移, 并且该稳定状态能够

连续保持超过 5 秒时，或者当融合权重比低的数据源符合更新条件时，即可触发基准值的更新流程。在初始基准值完成首次更新后，更新后的基准值将取代初始基准值，成为后续运行过程中用于对照和分析的基准值数据，以此保障机器人在复杂工况下的稳定运行和精准控制。

4.5.2 偏斜检测及纠偏执行

偏斜检测环节主要借助基于卡尔曼滤波器的多模态晚期融合模型，对机器人的运行姿态展开全面且精准的全局估计。这种方式打破了传统上仅依赖单一数据源来感知机器人姿态变化的局限，通过融合多源数据，显著提升了姿态估计的准确性与可靠性。在成功获取机器人运行姿态的偏斜结果后，系统依据这一关键信息，迅速触发机器人底层的纠偏执行机制。该机制的核心依托于第三章中所详述的基于增量式 PID 的双边电机同步控制系统，以此实现对机器人姿态偏差的有效矫正。

在第三章的理论分析中明确指出，在理想工况条件下，凭借脉冲数据便能够精确解算出机器人电机的转动圈数以及运行距离。在理想情况下，只要主电机与从电机在运行过程中保持速度与位移的高度一致，机器人便能够维持稳定运行，不会发生姿态偏移，能够借助增量式 PID 控制系统，通过实时反馈调控从电机的速度，使其与主电机的运行状态精准匹配，从而保障机器人的稳定运行。

然而，通过 4.1 节对大型光伏电站实际运行环境的深入分析可知，该场景存在环境恶劣、机械结构存在显著差异性等诸多不可抗因素。这些复杂因素严重影响了机器人姿态感知的准确性与稳定性。因此，构建高精度多源数据采集体系，通过多模态数据融合技术，能够为双边电机同步控制系统赋予实时、精准的姿态感知能力，有效提升系统在复杂环境下的适应性。如图 4.18 所示，当机器人发生姿态偏斜时，基于卡尔曼滤波器的晚期融合模型能够迅速、准确地对机器人的姿态偏斜状况进行全局估计。将估计结果反馈至电机同步控制系统后，经过增量式 PID 控制系统精确调控从电机的速度，直至姿态无偏移的反馈结果反馈回电机同步控制系统，才停止对从电机速度的调整，至此，是完整的机器人姿态偏斜的纠偏过程。

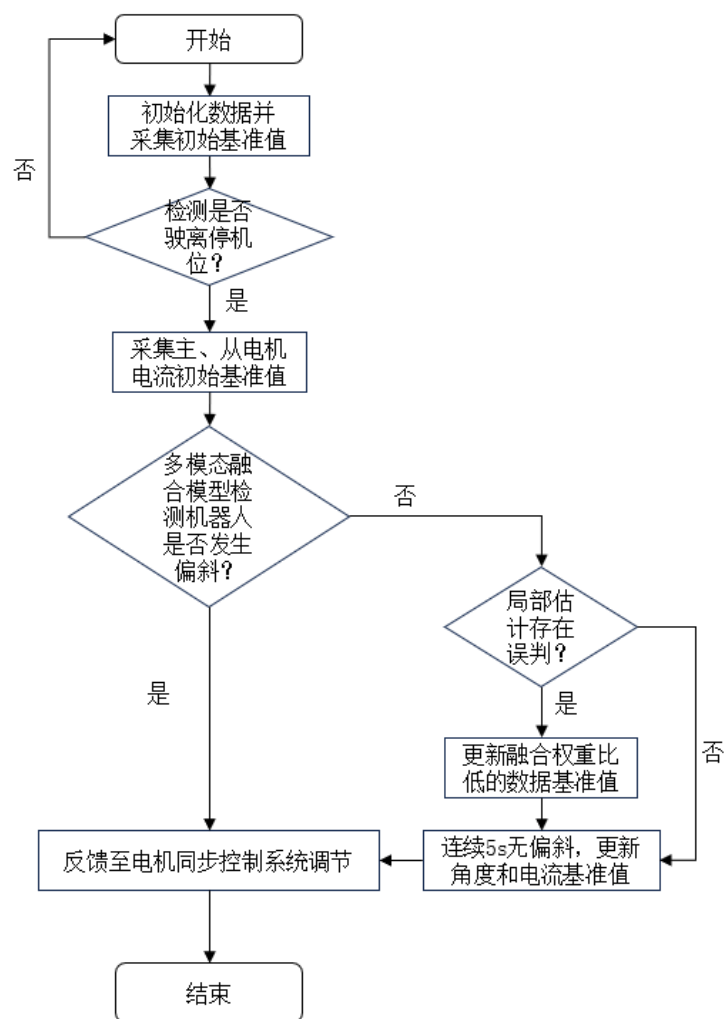


图 4.18 机器人姿态偏斜检测及纠偏机制流程图

4.6 实验结果分析

为验证基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法(以下简称多模态数据纠偏方法), 本节将对比展示挂轨式光伏清洁机器人在光伏电站环境中, 分别采用多模态数据纠偏方法、电流纠偏方法以及角度纠偏方法运行时的姿态变化情况。

本实验于光伏电站的多磁场耦合环境下使用智能挂轨式光伏清洁机器人进行光伏板清洁作业运行, 多模态数据纠偏方法是实验结果分析的核心实验内容, 而电流、角度纠偏方法的实验结果主要用于对比, 其纠偏结果将通过机器人运行姿态角的波形变化予以呈现。所选用智能挂轨式光伏清洁机器人相关性能指标, 如表 4.5 所示:

表 4.5 智能挂轨式光伏清洁机器人相关性能指标

参数名称	取值
电机个数	2

续表 4.5 智能挂轨式光伏清洁机器人相关性能指标

参数名称	取值
运行速度	0.2m/s
运行最大倾角	30°
额定电压	24VDC
防护等级	IP65
电机额定功率	119W
电机额定转速	2400±10%
实验运行长度	25-30m

多模态数据纠偏方法主要通过综合分析主、从电机电流、偏航角及横滚角数据，来全面感知机器人运行姿态的变化。在本次实验中，机器人在光伏跟踪支架上的运行轨迹为：从停机位区域启动，依次经过光伏板区域、桥架区域、光伏板区域、桥架区域...最终在光伏板区域停止。如图 4.19 所示，结合本章前文数据分析，本次实验采集的初始偏航角为 89°，满足本文提出的多模态数据纠偏方法的启动条件，即机器人在初始静止位置与停机位结构形成的机械角误差范围在 $90\pm 3^\circ$ 内，由于横滚角受累积误差影响且抗干扰能力较强，其初始基准值在偏航角基准值确定后即可确定。完成数据初始化以及角度初始基准值采集后，机器人耗时约 7s 驶离停机位。从图 4.19 中可以明确地看到，当机器人运行至停机位与光伏板的连接处时，机器人通过感知横滚角的数据变化，能够准确感知到运行过程中遭遇颠簸或正在通过桥架区域。同时，由于此时机器人尚未完全驶离停机位，电机电流数据受到不稳定因素干扰，因此不进行电机初始基准值的采集。

如图 4.20 与图 4.21 所示，机器人从驶离停机位进入光伏板区域运行的过程中，偏航角数据始终在基于初始基准值 $\pm 2^\circ$ 的范围内波动。这与本章前文基于图 4.9 测试的分析结果一致：机器人运行超过 30s 后，偏航角误差累积开始增大；而在 $\pm 2^\circ$ 的偏航角误差范围内，机器人运行姿态偏斜肉眼难以观测，这表明此时机器人处于运行姿态稳定阶段。

在此阶段，机器人可采集并设定主、从电机电流初始基准值。完成电流与角度的初始基准值采集后，机器人将采用多模态数据纠偏方法运行。该方法融合角度和电流数据对机器人运行姿态进行全局估计，并定时更新角度和电流的基准值。当数据源的局部估计出现错误时，会结合全局估计重新更新数据基准值，以保障偏斜检测的及时性与精确性。

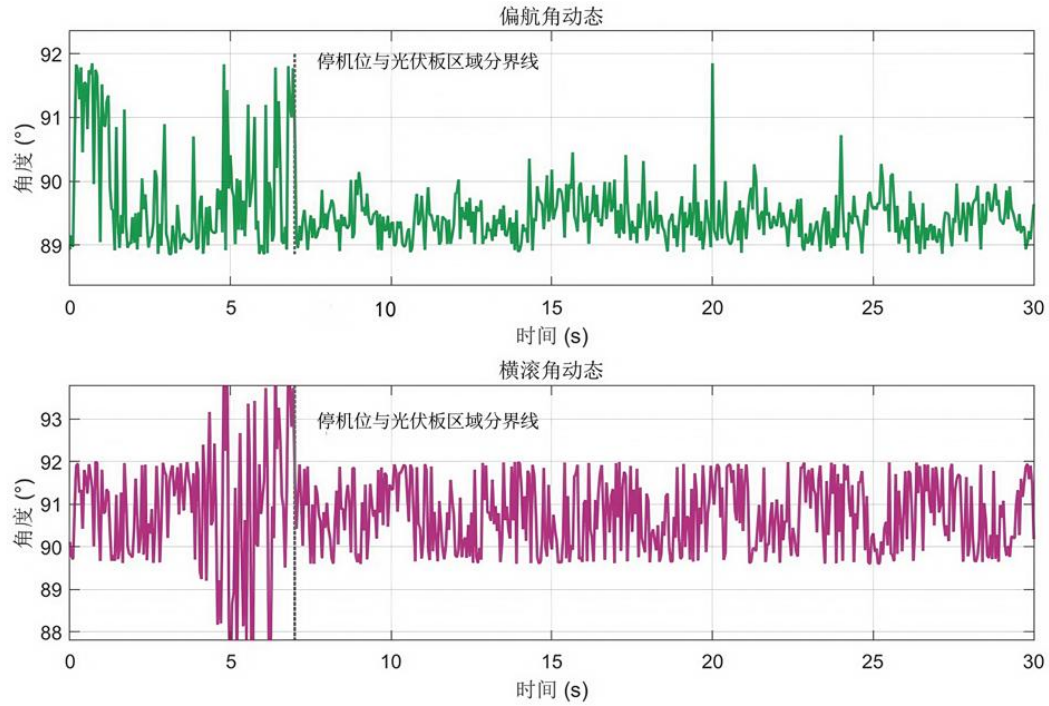


图 4.19 机器人运行前 30s 姿态角变化波形图

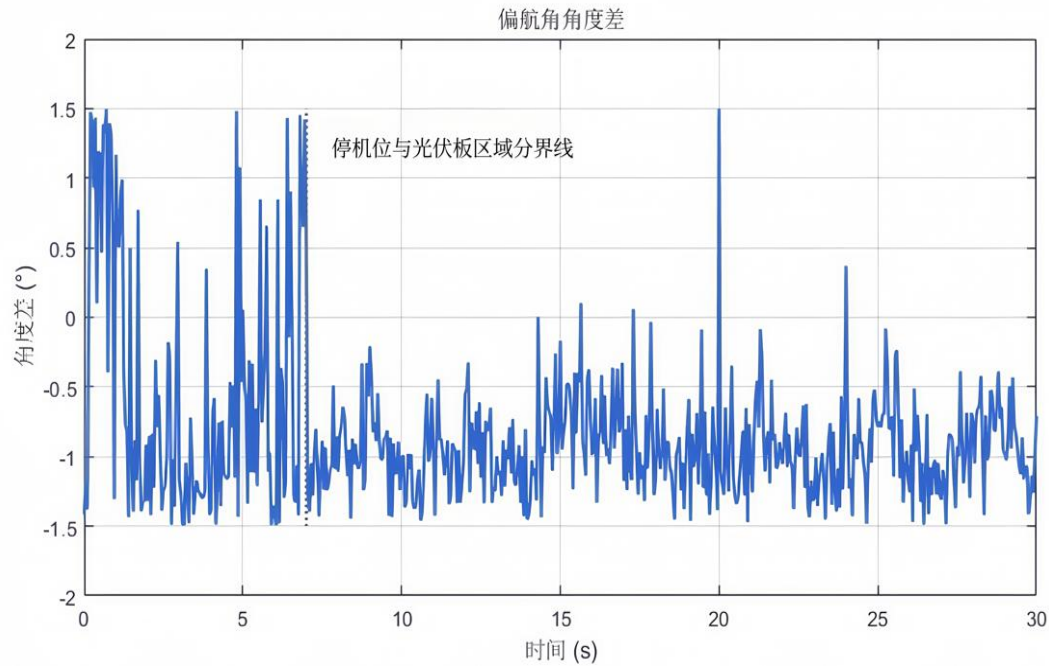


图 4.20 机器人运行前 30s 偏航角角度差变化波形图

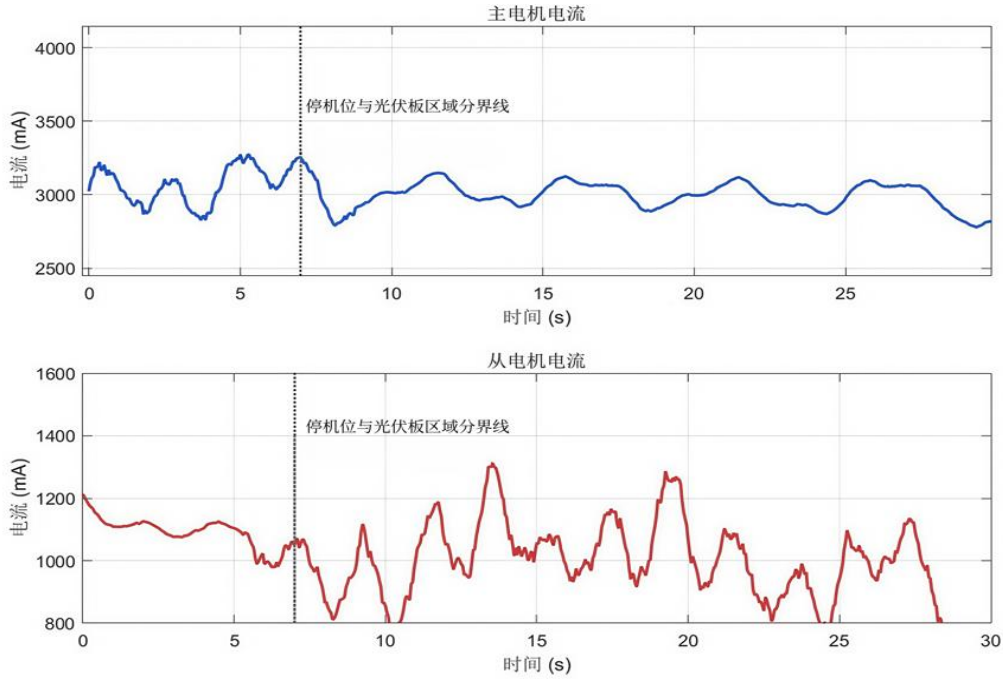


图 4.21 机器人运行前 30s 主电机和从电机电流变化波形图

在完成数据源初始基准值的精确设定后,机器人随即运用多模态数据融合技术,展开对自身运行姿态的偏斜检测与纠偏工作。如图 4.22 所示,当机器人完成首个光伏板区域的清洁作业,进入桥架结构时,主、从电机电流由于受到桥架结构颠簸的影响,产生显著的数据波动,相关波动情况可清晰参照图 4.23。与此同时,该区域横滚角的角度偏差超出了系统预设的阈值范围。在此情形下,机器人控制系统基于多模态数据融合算法,判定电流数据源的局部估计结果存在误判。通过对角度数据源进行加权融合后的全局估计分析表明,机器人实际并未发生姿态偏斜,因此偏航角的角度差并未出现数据波动。

机器人经过第一个桥架后,为了人为制造明显的姿态偏斜,向机器人从电机方位施加一个向前的推力。从图 4.23 中能够直观地观察到,偏航角数据的变化能够迅速且准确地捕捉到这一姿态偏差,与此同时,主、从电机电流也随之产生相应变化,而此时横滚角数据未受外界干扰,保持相对稳定。基于多模态数据的局部估计与全局估计结果,机器人控制系统确认发生了真实的姿态偏斜,并将该信息实时反馈至双边电机同步控制系统,通过调节从电机的转速,实现对机器人姿态的有效补偿。从图 4.23 中可以看出,机器人能够在 2-3 秒的短暂时间内完成姿态纠偏,恢复到正常的运行姿态。

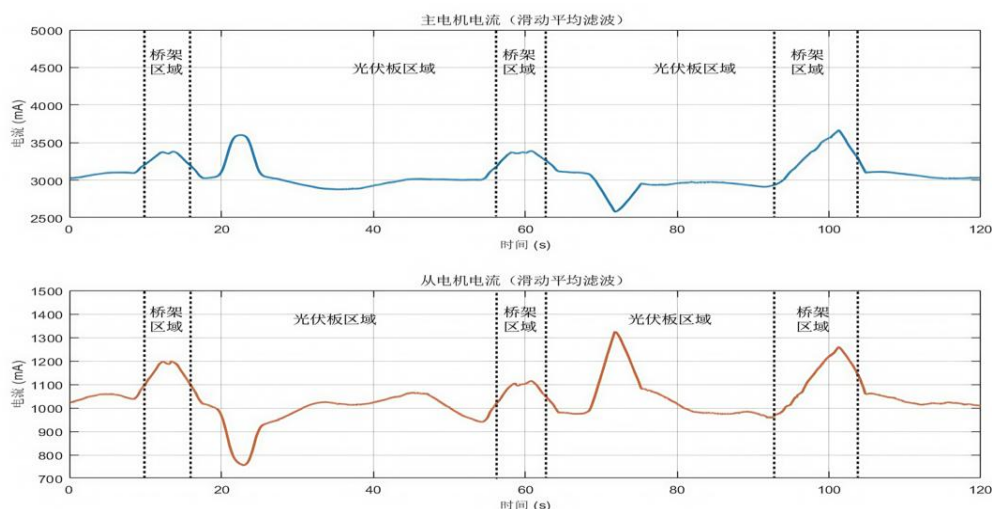


图 4.22 机器人运行后 120s 主电机和从电机电流变化波形图

在机器人经过第二个桥架后，再次向从电机方位施加一个向后的推力，同样如图 4.23 所示，偏航角数据能够及时且精准地识别出这一姿态偏差，并且能够与首次施加推力产生的方位偏斜进行有效区分。基于相同的多模态数据处理机制，机器人同样能够迅速、精确地完成姿态偏斜的补偿工作。通过对整个偏航角角度差的数据变化趋势进行深入分析，发现借助电机电流数据的辅助判断，系统能够及时更新偏航角基准值。这一关键举措有效降低了偏航角数据在长期运行过程中的累计误差风险，确保角度数据能够实时、准确地反映机器人的实际姿态变化。此外，引入横滚角数据作为多模态数据融合的重要组成部分，有效避免了机器人在通过桥架区域以及受到复杂环境干扰时可能出现的姿态偏斜误判问题，从而保障机器人在光伏板清洁作业过程中始终维持稳定的运行状态以及电机电流状态，提高了机器人运行的可靠性和稳定性。

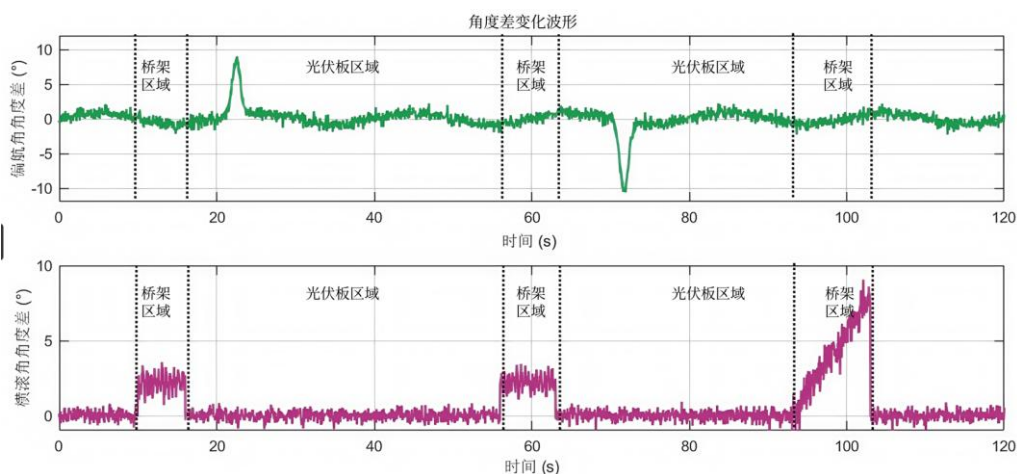


图 4.23 机器人运行后 120s 偏航角和横滚角角度差变化波形图

为了验证多模态数据纠偏方法的优越性以及单一数据源精度瓶颈并显著增强复杂工况下的抗干扰能力，在与多模态数据纠偏方法同等的实验环境下，使用角度纠偏与电流纠偏的方法进行机器人清洁运行以及姿态纠偏效果的数据采集。

如图 4.24 所示,机器人以角度纠偏的方法进行相同实验环境下的清洁作业,在初始 30s 内,其偏航角角度偏差稳定,符合前文所分析的结果,在 30s 后经过桥架后,机器人系统能够感知到姿态变化并反馈给双边电机同步控制系统进行姿态补偿,但偏航角存在累计误差与系统误差的干扰,在单一的角度数据感知下,无法对基准值进行辅助更新,其数据一直为机器人驶离停机位前的采集的初始航向角,而当前的机器人偏航角数据已经无法正确地反映机器人的姿态变化,会如下情况:

(1) 机器人姿态偏斜

当前偏航角与基准值刚好不存在差值,系统判断无偏斜,未进行纠偏

(2) 机器人实际姿态正常

当前偏航角与基准值存在差值,系统误判偏斜,进行无效纠偏。

如图 4.24 所示,机器人在运行的后半段重复进行无效纠偏或未进行纠偏的行为,且随着运行时间的增加,机器人更加无法感知自己当前的姿态,直到产生机械卡死现象。

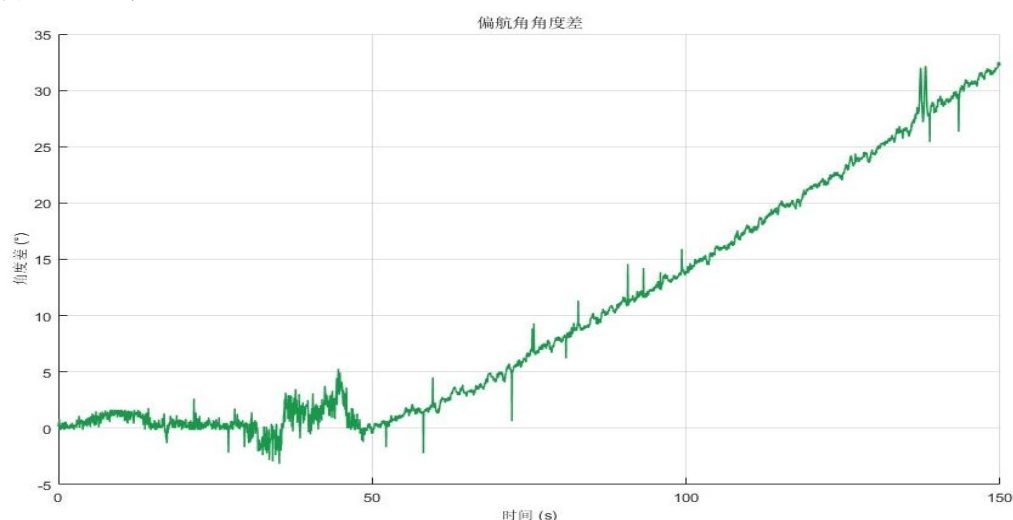


图 4.24 机器人以角度纠偏方法运行姿态纠偏实验效果图

如图 4.25 所示,在保持实验环境一致的前提下,使机器人运用电流纠偏方法开展清洁作业。电机电流在机器人运行期间,对颠簸因素极为敏感,极易产生数据波动,加之缺少角度数据源来辅助甄别和排除误判情况。当机器人驶离停机位区域时,机械结构造成的运行颠簸传导至电机,引发电流波动,致使机器人系统错误判定为发生姿态偏斜,进而执行了无效的姿态纠偏操作。经对比,与采用角度纠偏方法的情形相比,机器人纠偏系统出现误判的时间提前了 86.7%。

在机器人纠偏系统精度已部分受损的情况下,随着机器人持续经过桥架区域,各桥架区域产生的颠簸影响不断累积叠加。此时,机器人的纠偏表现与采用角度纠偏方法时类似,频繁出现无效纠偏或者未能实施有效纠偏的情况。此外,从图中能够清晰地观察到,机器人纠偏系统所产生的超调角度范围相较于角度纠偏方

法更为宽泛，这使得机器人深陷误判与漏判的循环困境，难以精确感知自身实际的姿态偏斜状态。

综上所述，通过对实验测试结果进行深入剖析可知，在相同的实验环境和运行时长条件下，机器人采用多模态数据纠偏方法时，其偏航角偏差值相较于运用单一数据源纠偏方法的平均值降低了 92.8%。这一成果有力地证实基于多模态数据融合的光伏清洁机器人姿态纠偏方法，成功跨越单一数据源在精度方面的局限，显著提升了在复杂工况下的抗干扰性能。该方法能够让光伏清洁机器人及时、高效且精准地矫正姿态偏斜问题，大幅降低了机器人在清洁作业过程中出现机械卡死的风险，切实保障光伏清洁机器人作业时的稳定性、连续性与可靠性。

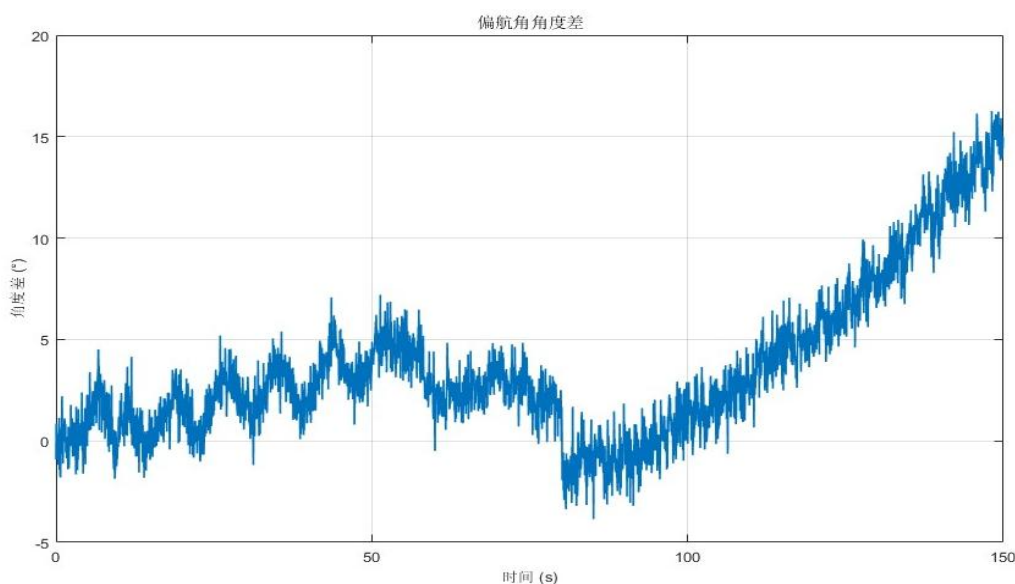


图 4.25 机器人以电流纠偏方法运行姿态纠偏实验效果图

4.7 本章小结

本章针对荒漠光伏电站挂轨式清洁机器人因双侧驱动系统机械差异及环境扰动导致的姿态累积偏斜问题，提出一种基于协方差交叉融合技术的多模态自适应纠偏方法。通过构建分布式卡尔曼滤波架构，设计独立子滤波器分别解析角度传感器观测方程和主从电机电流观测方程，实现机器人姿态的无阈值化精准感知。该方法创新性地采用协方差交叉算法对异构数据进行非线性优化整合，基于子滤波器输出的置信度权重生成全局最优姿态状态估计及误差边界，形成多模态数据的相互佐证机制：利用角度传感器的高频响应特性捕捉瞬时姿态波动，同时结合电机电流信号的负载力学反演能力识别双侧力学失衡趋势。实验数据表明，该方法使偏航角偏差较单一数据源方案降低 92.8%，有效抑制了传统光电编码器或静态电流阈值检测的精度瓶颈问题。通过将全局姿态估计结果实时嵌入第三章设计的双边电机同步控制系统，构建完整的闭环纠偏链路，充分发挥多源数据的时空

关联特性，相较于现有基于单模态检测的方案，本研究通过多模态数据深度融合机制，在低硬件成本前提下显著提升挂轨式光伏清洁机器人在荒漠复杂工况下的抗干扰能力，为光伏清洁机器人姿态纠偏提供了可工程化解决方案。

5 总结与展望

5.1 全文总结

本文围绕智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统设计展开研究,系统性论述了光伏清洁机器人的研究背景与意义、国内外技术发展现状,并深入探讨了智能挂轨式光伏清洁机器人的整体系统设计、基于滑模观测器的双边电驱智能控制策略以及多模态数据融合的机器人姿态纠偏方法。主要研究成果可归纳为以下三个方面:

(1) 在系统整体架构设计方面,构建了包含设备级控制体系与物联网管理平台的双层架构。设备级控制体系系统阐述了机器人主控系统设计,涵盖主控硬件架构优化设计、无刷电机驱动控制方案研发以及多模通信协议协同设计。在此基础上,创新性构建了“云端-边缘-终端”物联网管理平台,完成了 WEB 前端界面与移动端 APP 的交互式设计。

(2) 针对双边电机同步控制难题,创新性提出基于滑模观测器的智能电驱控制策略。通过建立无刷直流电机数学模型,开发具有强扰动抑制能力的滑模观测器实现转子位置精准估计。结合增量式 PID 算法构建动态补偿闭环调节系统,并集成硬件驱动与软件协同策略形成双边同步控制系统。实验验证表明,该方案以低成本实现了无感高精度控制,其创新设计的同步机制有效提升了双边电机协同运动性能,在机械差异和环境干扰下表现出优异鲁棒性。

(3) 在姿态纠偏方法研究中,突破传统单数据源纠偏模式,提出多模态数据融合新方法。针对传统方案依赖单一数据源存在环境适应性不足的局限性,创新构建分布式卡尔曼滤波架构,通过独立子滤波器分别处理角度传感器与主从电机电流的观测方程,实现机器人姿态的精准感知。对比实验表明,该融合策略显著提升了复杂工况下的抗干扰能力,在保持低成本优势的同时,有效解决了荒漠环境下的纠偏精度瓶颈问题。

5.2 未来展望

本文研究成果为智能挂轨式光伏清洁机器人控制系统的设计与优化提供了切实可行的解决方案,但相关技术仍存在进一步探索的空间,未来的研究工作还需要进一步展开延伸:

(1) 系统架构智能化升级

本研究采用的“云端-边缘-终端”架构具有技术拓展空间。随着 AI 大模型技术的快速发展,后续研究可将物联网数据接口与多模态大模型深度融合,重点开发具备自主学习能力的运维平台。通过大模型对光伏电站历史运维数据、发电效率曲线等进行长期跟踪、深度分析,建立基于数据驱动的机器人调度策略,同步构建设备健康状态预测模型,从而提升集群化光伏电站的智能化运维水平。

(2) 电机控制算法改进

现有双边电驱系统采用的传统滑模观测器存在明显技术瓶颈。由于符号函数不连续性引发的系统抖振现象,以及固定滑模增益对转速收敛速度的限制,在环境扰动与机械老化叠加工况下,系统易出现换相检测误差和转速适应性不足问题。未来需重点突破自适应增益调节算法在无感控制中的应用,通过动态调整滑模增益参数,实现系统抖振抑制与宽转速域稳定性提升的双重目标。

(3) 多源感知数据融合

受限于实验条件,当前纠偏检测主要依赖电流与姿态角数据。为提高复杂工况下的检测精度,需构建多传感器融合系统。计划引入视觉识别模块(如工业摄像头)、非接触式测距单元(如红外/超声波传感器)等辅助感知设备,通过多源数据的时间同步采集与特征融合,建立鲁棒性更强的姿态偏移检测模型。

(4) 云端协同决策机制

现有偏斜检测方法尚未充分利用云端数据存储与分析能力。后续将构建基于 AI 大模型的云端分析平台,通过机器学习挖掘天气参数、设备运行历史数据(电机电流曲线、姿态角波动)、控制参数(PWM 脉冲特征)之间的关联规律。重点开发基于动态基准模型的偏航角补偿机制,建立偏斜角度与电机转速补偿量的精确映射关系,通过前馈-反馈复合控制策略降低系统过调与失调风险。同时,可进一步拟延伸研究机器人姿态变化幅度的动态建模,通过分析历史运行数据中的偏航角分布规律,建立面向不同停机位场景的自适应偏斜阈值设定机制。

(5) 控制系统算力提升

当前基于 GD32F303RCT6 单片机的单线程架构存在实时性约束。为解决偏斜检测与纠偏控制的时效性问题,拟将系统迁移至嵌入式实时操作系统,通过多线程任务调度机制重构软件架构。重点优化传感器数据采集、状态分析算法、电机控制指令生成等任务的并行处理能力,确保系统在复杂环境下的实时响应性能。

致谢

在即将完成硕士学业的时刻，我怀着感恩之心，向所有帮助过我的人致以最真诚的谢意。

首先要深深感谢我的导师陈科明教授。读研期间，陈老师在学术和实践上给予我至关重要的指导。初入嵌入式领域时，是陈老师凭借深厚的专业功底和丰富经验，帮我明确方向、规划路径，让我在技术积累阶段少走了许多弯路。在参与嵌入式相关项目的过程中，从需求分析到系统调试的每个环节，陈老师都耐心指导，帮我将理论转化为实践，极大提升了我的工程能力。他严谨的治学态度和对科研的热忱，始终激励着我不断奋进。这份师恩，我将铭记于心。

其次，我要感谢相恋多年的女友郭兆好。从大学到研究生，她陪伴我走过了最珍贵的时光。每当我因科研压力陷入低谷，或是在项目中遭遇挫折，她总是默默陪伴、耐心倾听，用温暖的鼓励让我重拾信心。尤其在论文写作和毕业准备的忙碌阶段，她主动帮我查询提醒专利进度，让我能全身心投入学术任务。她的理解与支持是我前行的动力，更是我求学路上最温暖的港湾。谢谢你，一路相伴。

还要感谢同门黄海娟、刘岩、杨海文、孔秀婷及各位师兄师姐、师弟师妹。论文撰写时，大家互相帮助、提出建议，彼此鼓励打气。那些并肩奋斗的日子，那些攻克技术瓶颈后的欢笑，都是研究生生活中最珍贵的回忆。感谢你们的陪伴与帮助，让这段旅程充满温情。

我要深深感恩我的家人。他们多年来默默付出，用无私的爱支持我完成学业。无论遇到什么困难，他们始终是最坚实的后盾，用一句句“照顾好自己，不要担心我们”给我力量。家人的包容与理解，让我能心无旁骛地投入科研，这份亲情是我永远的精神支柱。

最后，感谢杭州电子科技大学和轨物科技有限公司。母校提供的优质学术资源和开放的科研环境，让我打下了扎实的专业基础；轨物科技的项目平台，则让我在嵌入式系统开发的实际工作中得到锻炼，真正实现了理论与实践的结合。这段经历培养了我的工程思维和团队协作能力，为未来发展奠定了重要基础。

同时，感谢所有为我论文提出建议的专家、老师和同行。你们的宝贵意见让我不断完善研究内容，提升学术水平。

即将告别校园，走向新的人生阶段。我会始终铭记这份恩情，带着大家的期许继续努力，在嵌入式领域踏实前行，用实际行动回报所有关心我的人。

谢谢你们！

参考文献

- [1] 方行明, 何春丽, 张蓓. 世界能源演进路径与中国能源结构的转型[J]. 政治经济学评论, 2019, 10(02): 178-201.
- [2] 匡立春, 邹才能, 黄维和, 等. 碳达峰碳中和愿景下中国能源需求预测与转型发展趋势[J]. 石油科技论坛, 2022, 41(01): 9-17.
- [3] 关于促进光伏产业健康发展的若干意见[J]. 太阳能, 2013, (14): 6-9.
- [4] 本刊编辑部. 国家能源局印发《能源技术创新“十三五”规划》[J]. 农村电气化, 2017, (03): 1.
- [5] 林昊. 我国“十四五”能源规划的六大重点[J]. 能源研究与利用, 2019, (04): 6-7.
- [6] 曾庆国.n 型晶体硅太阳能电池后处理增效研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2024.
- [7] 国家能源局. 国家能源局发布 2024 年能源发展报告[EB/OL]. [2024-07-31]. http://xbj.nea.gov.cn/dtyw/hyxx/202407/t20240731_267288.html.
- [8] 马岩岩. 高海拔荒漠地区光伏系统发电量受光照强度的影响分析[J]. 机电信息, 2020, (23): 44-45.
- [9] 王影. 荒漠化土地光伏电站技术经济综合评价研究[D]. 中国石油大学(北京), 2020.
- [10] 郝华丽, 刘文富. 太阳能电池效率的影响因素分析[J]. 现代电子技术, 2015, 38(12): 156-158.
- [11] 王云正, 王伊蒙, 刘建国, 等. 巴丹吉林沙漠及周边地区光伏电站适宜性分区与生态建设建议[J]. 中国沙漠, 2025, 45(01): 173-184.
- [12] Girgibo N ,Hiltunen E ,Lü X , et al. Risks of climate change effects on renewable energy resources and the effects of their utilisation on the environment [J]. Energy Reports, 2024, 11 1517-1534.
- [13] Adothu B ,Kumar S ,John J J , et al. Comprehensive review on performance, reliability, and roadmap of c-Si PV modules in desert climates: A proposal for improved testing standard [J]. Progress in Photovoltaics: Research and Applications, 2024, 32 (8): 495-527.
- [14] 徐彩芝, 陆志平. 光伏电站支架选型研究探讨[J]. 内蒙古农业大学学报(自然科学版), 2014, 35 (06): 105-109.

- [15] Ghosh A . Soiling Losses: A Barrier for India's Energy Security Dependency from Photovoltaic Power [J]. Challenges, 2020, 11 (1): 9-.
- [16] 王莉, 董鋈刚. 荒漠中光伏发电量受光伏组件积尘的影响和自动清洁经济效益研究 [J]. 企业技术开发, 2015, 34 (12): 169-170.
- [17] 张婵, 朱琳, 韩谦, 等. 光伏清洁机器人的设计与清洁特性 [J]. 新型工业化, 2020, 10 (04): 82-84+103.
- [18] 徐志杰. 光伏电站远程运维系统的设计与实现[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2022.
- [19] Assia C ,Yahya H A ,M. M H , et al. Selection of optimal strategy for managing decentralized solar PV systems considering uncertain weather conditions [J]. Scientific Reports, 2024, 14 (1): 12269-12269.
- [20] Idris S A ,Arwa M A ,Aiman S A , et al.Effect of Soiling on Solar Photovoltaic Performance under Desert Climatic Conditions[J].Energies,2021,14(3):659-659.
- [21] 沈堉. 光伏组件局部遮挡与温度异常的诊断方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.
- [22] 夏霖. 光伏组件遮挡异常检测方法的研究[D]. 南京:东南大学, 2022.
- [23] 王健羽. 基于深度学习的光伏组件异常遮挡检测系统研究[D]. 吉林: 东北电力大学, 2021.
- [24] 陈志娟. 光伏电站的建设、运维成本分析研究 [J]. 科技风, 2020, (07): 181.
- [25] 杨鹏. 一种大型光伏电站光伏组件清洁车的研究[D]. 青岛: 山东科技大学, 2020.
- [26] 邢玉东. 光伏清洁机器人的设计与实现[D]. 天津 :天津理工大学, 2019.
- [27] Zhao Y ,Qi Y ,Xie B . Design and Optimization of Non-Coplanar Orbits for Orbital Photovoltaic Panel Cleaning Robots [J]. Applied Sciences, 2024, 14 (22): 10388-10388.
- [28] 管仲洋. 太阳能光伏组件清洁机器人的机电系统设计与实现[D]. 吉林: 东北电力大学, 2024.
- [29] 詹吉勇, 张坤慧, 孟涛, 等. 挂板式光伏清扫机器人的动力学建模与控制技术分析 [J]. 电子技术, 2024, 53 (08): 190-191.
- [30] 周优鹏, 娄军强, 陈特欢,等. 伺服关节驱动的柔性臂系统耦合动力学模型辨识与实验 [J]. 振动与冲击, 2019, 38 (09): 277-284.
- [31] 周岩, 刘云龙, 李擎. 轮式移动机器人复合分层抗干扰轨迹跟踪控制 [J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2024, 39 (03): 1-7.

- [32] 魏琼, 周越, 吴子龙, 等. 基于双侧电机同步转速调节的履带机器人直行控制研究 [J]. 火力与指挥控制, 2024, 49 (10): 103-110+117.
- [33] 关胜闯, 柳宇钧, 杨清昊, 等. 基于 LQR 和 UKF 的软体机器人无模型轨迹跟踪控制 [J/OL]. 中国机械工程, 1-7[2025-03-28]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1294.TH.20241212.0907.002.html>.
- [34] Liu Y ,Jiang X ,Li X , et al. Robot target tracking control considering obstacle avoidance based on combination of deep reinforcement learning and PID [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2025, 239 (3): 550-561.
- [35] Stefanos C ,Mohamed K . A Particle Swarm Optimization tuned nonlinear PID controller with improved performance and robustness for First Order Plus Time Delay systems [J]. Results in Control and Optimization, 2023, 12.
- [36] Zhang A ,Zhou R ,Zhang T , et al. Balance Control Method for Bipedal Wheel-Legged Robots Based on Friction Feedforward Linear Quadratic Regulator [J]. Sensors, 2025, 25 (4): 1056-1056.
- [37] Demin A . Adaptive locomotion control system for robots with arbitrarily modular design [J]. Procedia Computer Science, 2020, 169 (C): 829-834.
- [38] 韩竺秦, 张丽娜. 两轮平衡机器人控制系统设计与仿真研究 [J]. 软件导刊, 2019, 18 (03): 86-90.
- [39] 姜婉峰. 光伏组件清扫机器人控制系统及红外热斑检测装置设计[D]. 沈阳 : 沈阳工业大学, 2023.
- [40] Y. A J ,A. D E ,A. R O , et al. Advances in Fault Condition Monitoring for Solar Photovoltaic and Wind Turbine Energy Generation: A Review [J]. Energies, 2022, 15 (15): 5404-5404.
- [41] Yang J . Policy-based Modeling with Probabilistic Distribution and Stochastic Strategy for the Locomotion of a Cleaning Robot [J]. The Journal of Korean Institute of Information Technology, 2016, 14 (11): 159-165.
- [42] 罗彦英. 挂板式光伏清扫机器人结构轻量化与防偏控制方法研究[D]. 贵阳: 贵州大学, 2024.
- [43] 臧春田. Delta 并联机器人结构设计及优化研究[D]. 太原: 中北大学, 2021.
- [44] 黄荣辉, 向真, 姜勇, 等. 一种高压室巡检机器人移动机构设计 [J]. 现代机械, 2018, (06): 9-15.
- [45] 曹锟. 基于多传感器融合的光伏巡检机器人定位与地图构建研究[D]. 合肥: 安徽建筑大学, 2024.

- [46]田顺钰, 欧阳勇平, 魏长赞. 融合专家纠偏策略的移动机器人动态环境避障方法 [J]. 智能系统学报, 2024, 19 (06): 1492-1502.
- [47]唐艳凤, 郑诗蕴, 谢梓腾. 基于光电与航向角融合定位的 AGV 机器人 [J]. 机电工程技术, 2024, 53 (03): 162-166.
- [48]王栋. 光伏板清洗机器人视觉识别及自主导航研究[D]. 阿拉尔: 塔里木大学, 2024.
- [49]王忠飞, 张朋涛. 基于机器人视觉的目标追踪算法研究 [J]. 机电工程, 2018, 35 (11): 1237-1242.
- [50]李旭, 阳奥凯, 刘青, 等. 基于 ORB-SLAM2 的温室移动机器人定位研究 [J]. 农业机械学报, 2024, 55 (S1): 317-324+345.
- [51]王华. 光伏电站清洁机器人道路识别方法研究[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2023.
- [52]于海飞, 张爱军. 基于 MQTT 的多协议物联网网关设计与实现 [J]. 国外电子测量技术, 2019, 38 (11): 45-51.
- [53]檀蓉. LoRa 物联网无线通信技术性能预测研究[D]. 邯郸: 河北工程大学, 2019.
- [54]李伯虎, 柴旭东, 刘阳, 等. 智慧物联网系统发展战略研究 [J]. 中国工程科学, 2022, 24 (04): 1-11.
- [55]杨剑平. 直流无刷电机驱动及控制系统设计方法 [J]. 电世界, 2018, 59 (12): 49-51.
- [56]Digvijay S ,Vaseem S A ,Rajesh S , et al. Building Integrated Photovoltaics 4.0: Digitization of the Photovoltaic Integration in Buildings for a Resilient Infra at Large Scale [J]. Electronics, 2022, 11 (17): 2700-2700.
- [57]吕文涛. LoRa 网络中 ALOHA 防碰撞算法及数据安全的研究[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2018.
- [58]马海荣, 范源源. 基于 Spring Cloud Alibaba 的协同分布式在线编程平台的设计与实现 [J]. 大众标准化, 2024, (22): 30-32.
- [59]叶宗真, 余凯伟, 张佳卿, 等. 基于 TDengine 的机械设备边云协同健康监测系统设计 [J]. 兵器装备工程学报, 2023, 44 (08): 249-256.
- [60]徐小辉, 刘江涛, 高涵, 等. 基于 SpringBoot+Vue 框架的采气方案系统开发 [J]. 计算机仿真, 2021, 38 (06): 248-250+382.
- [61]C. Xia, Y. Xiao, W. Chen, et al. Torque ripple reduction in brushless dc drives based on reference current optimization using integral variable structure control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 738-752.

- [62] M. Akrami, E. Jamshidpour and V. Frick. Application of hall position sensor in control and position estimation of PMSM-a review[C]. 2023 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2023 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Madrid, Spain, 2023: 1-6.
- [63] B. Saha and B. Singh. A position sensorless brushless DC motor drive with inherent torque control for EV application[C]. 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Jaipur, India, 2022: 1-6.
- [64] X. Song, B. Han and K. Wang. Sensorless drive of high-speed BLDC motors based on virtual third-harmonic back EMF and high-precision compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8787-8796.
- [65] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(03): 25-34.
- [66] S. Zhang, J. Kang and J. Yuan. Analysis and suppression of oscillation in V/F controlled induction motor drive systems[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1566-1574.
- [67] A. Sen and B. Singh. Parametric observer controlled motor invariant electronic commutation of photovoltaic powered BLDCM without position sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11304-11314.
- [68] J. Shi and T. -C. Li. New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC Motor with minimum commutation time[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2139-2146.
- [69] Y. Zhou, D. Zhang, X. Chen, et al. Sensorless direct torque control for saliency permanent magnet brushless DC motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(2): 446-454.
- [70] Li Z ,Kong Q ,Cheng S , et al. Torque ripple suppression of brushless DC motor drives using an alternating two-phase and three-phase conduction mode [J]. IET Power Electronics, 2020, 13 (8): 1622-1629.
- [71] M. Masmoudi, B. El Badsı and A. Masmoudi. Direct torque control of brushless DC motor drives with improved reliability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3744-3753.
- [72] Y. Fang, G. Zhu, J. Lu, et al. Brushless DC motor control based on perturbation observer in model predictive control method[C]. 2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Wuhan, China, 2021: 1-6.

- [73] A. Khazaei, H. A. Zarchi, G. A. Markadeh, et al. MTPA strategy for direct torque control of brushless DC motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6692-6700.
- [74] 李启俊. 高速永磁无刷直流电机控制技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- [75] Aisin Seiki Kabushiki Kaisha; "Stator of Brushless Motor, Brushless Motor, and Power Sliding Door Apparatus Using Brushless Motor" in Patent Application Approval Process (USPTO 20180115215) [J]. Electronics Newsweekly, 2018, 912-.
- [76] Z. Zhang, E. Xie, Z. Cao, et al. A position sensorless control strategy for brushless DC motor based on bus current hysteresis loop[C]. 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hamamatsu, Japan, 2020: 149-154.
- [77] S. Chen, G. Liu and L. Zhu. Sensorless control strategy of a 315 kW high-speed BLDC motor based on a speed-independent flux linkage function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8607-8617.
- [78] M. Ebadpour and J. T. Oujghaz. Improved electric differential system for independent speed control of brushless DC motors driven electric vehicles[C]. 2021 7th International Conference on Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), Tabriz, Iran, 2021: 1-5.
- [79] 吴志伟. 基于滑模观测器的直流无刷电机矢量控制系统设计与实现[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [80] Li Z . Review of PID control design and tuning methods[C]// Department of Civil & Environmental Engineering, Brunel University London, Department of Computer and Information Sciences, University of Strathclyde. Proceedings of the 2023 International Conference on Mechatronics and Smart Systems. Zhejiang Gongshang University, 2023: 6. DOI:10.26914/c.cnkihy.2023.115134.
- [81] 李晨. 无刷直流电机驱动系统及其稳定性研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [82] 李永志. 基于变增益滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制低速性能提升 [D]. 西安: 西安理工大学, 2024.
- [83] Kumarasamy V , Ramasamy K V , Chinnaraj G . Systematic design of multi-objective enhanced genetic algorithm optimized fractional order PID controller for sensorless brushless DC motor drive [J]. Circuit World, 2022, 48 (4): 479-492.

- [84]张汉旺. 无刷直流电机驱控一体化的研究与设计[D]. 太原: 太原理工大学,2022.
- [85]肖倩. 驱控一体云台控制器硬件设计与实现[D]. 西安: 长安大学,2019.
- [86]Ma R ,Li X ,Li Y . Research on the speed control system of brushless DC motor based on fuzzy PID control [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2024, 2803 (1): 012047-012047.
- [87]张汉旺. 无刷直流电机驱控一体化的研究与设计[D]. 太原: 太原理工大学, 2022.
- [88]Cheng S ,Zeng H ,Li Z , et al. Sensorless Design and Analysis of a Brushed DC Motor Speed Regulation System for Branches Sawing [J]. Agriculture, 2024, 14 (11): 2078-2078.
- [89]Yilmaz M B ,Unver S ,Selim E , et al. Fuzzy Logic based adaptive control of robot manipulators driven by BLDC Motors [J]. Journal of the Franklin Institute, 2025, 362 (4): 107528-107528.
- [90]兰淼淼. 基于改进鲸鱼算法的无刷直流电机转速控制方法研究[D]. 长春: 长春工业大学, 2024.
- [91]SShen Y, Zhang C, Gharehchopogh F S, et al. An improved whale optimization algorithm based on multi-population evolution for global optimization and engineering design problems[J]. Expert Systems with Applications, 2023, 215: 119269.
- [92]张丰. 滑模变结构控制理论在非线性系统中的应用[D]. 沈阳: 沈阳理工大学, 2013.
- [93]余臻, 李喆瀚, 刘利军. 电液伺服系统多项式非线性建模与控制一体化设计 [J]. 控制理论与应用, 2021, 38 (03): 364-372.
- [94]Dong S, Liu M, Wu Z G, Shi K. Observer-Based Sliding Mode Control for Markov Jump Systems with Actuator Failures and Asynchronous Modes[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(6): 1967-1971.
- [95]Song J, Niu Y, Xu J. An Event-Triggered Approach to Sliding Mode Control of Markovian Jump Lur'e Systems Under Hidden Mode Detections[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2020, 50(4): 1514-1525.
- [96]Lascu C. Sliding-Mode Direct-Voltage Control of Voltage-Source Converters with LC Filters for Pulsed Power Loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 11642-11650.

- [97] Xu Q. Adaptive Integral Terminal Third-Order Finite-Time Sliding-Mode Strategy for Robust Nanopositioning Control[J]. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 6161- 6170.
- [98] 武新章, 孟志杰, 樊珂, 等. 基于改进等速趋近律的PMSLM无传感器控制研究 [J]. 计算机仿真, 2024, 41 (01): 337-343.
- [99] Liu S ,Lin Z ,Huang W, et al. A New Adaptive Sliding Mode Reaching Law: Theoretical Design and Simulation Analysis (Adv. Theory Simul. 10/2024) [J]. Advanced Theory and Simulations, 2024, 7 (10): 2470023-2470023.
- [100] Wu Q ,Zhou S ,Wang X . Research on Global Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control Strategy of Ball Screw Feed System Based on Improved Double Power Reaching Law [J]. Actuators, 2024, 13 (10): 423-423.
- [101] Kolano K . Calculation Of The Brushless DC Motor Shaft Speed With Allowances For Incorrect Alignment Of Sensors [J]. Metrology and Measurement Systems, 2015, 22 (3): 393-402.
- [102] 魏群. 基于线反电动势的高速无刷直流电机控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2020.
- [103] 朱明智. 基于模糊 PID 控制的智能恒压供水系统研究及应用[D]. 合肥: 安徽理工大学, 2022.
- [104] Shania R , Farooq K M , Sungho H D .A self-tuning PID controller based on analog - digital hybrid computing with a double-gate SnS2 memtransistor[J].Nanoscale, 2023, 15(33):13675-13684.
- [105] 黄绪勇, 王欣, 唐标,等. 基于增量式PID算法的变电站设备巡检机器人控制系统研究 [J]. 机械与电子, 2023, 41 (08): 24-28.
- [106] 黄显达, 黄立军, 刘以清. 一种光伏机器人的路径纠偏系统及光伏机器人 [P]. 福建省: CN202311718042.4, 2024-03-22.
- [107] 蔡高芳, 丁晓林. 一种光伏清扫机器人防卡死纠偏机构及光伏清扫机器人 [P]. 江苏省: CN202310621766.0, 2023-08-15.
- [108] 于涛, 孙欣, 白亮亮. 光伏清洗机器人的自动纠偏方法、纠偏系统及清洗机器人[P]. 浙江省: CN202210889236.X, 2023-08-04.
- [109] 李峰, 冯雪峰, 贾广成, 等. 一种用于光伏清扫机器人的偏差检测装置[P]. 新疆维吾尔自治区: CN202322402719.5, 2024-04-30.
- [110] 王成. 光伏电站行走清洗机器人行驶偏离判定装置及修正方法[P]. 上海市: CN201910742889.3, 2019-11-01.

- [111]李飞, 周白玉, 杨玉洁, 等. 一种光伏清洁机器人的双轴姿态矫正装置及态矫判断方法[P]. 安徽省: CN202310095365.6, 2023-05-02.
- [112]陈科明, 雷宇素, 曾佳, 等. 基于电机电流数据的挂轨式光伏清洁机器人偏斜检测方法[P]. 浙江省: CN202410922009.1, 2024-09-20.
- [113]Liu J ,Li T ,Xie P , et al. Urban big data fusion based on deep learning: An overview [J]. Information Fusion, 2020, 53 123-133.
- [114]Lu N ,Han Z ,Han M , et al. Bi-stream graph learning based multimodal fusion for emotion recognition in conversation [J]. Information Fusion, 2024, 106 102272-.
- [115]张虎成, 李雷孝, 刘东江. 多模态数据融合研究综述 [J]. 计算机科学与探索, 2024, 18 (10): 2501-2520.
- [116]任泽裕, 王振超, 柯尊旺,等. 多模态数据融合综述 [J]. 计算机工程与应用, 2021, 57 (18): 49-64.
- [117]彭丁聪. 卡尔曼滤波的基本原理及应用 [J]. 软件导刊, 2009, 8 (11): 32-34.
- [118]曾辉. 基于坡度估计的双电机四驱电动汽车自适应巡航控制策略研究[D]. 重庆: 重庆交通大学, 2024.
- [119]Chen W ,Jing Y ,Zhao S , et al. A Distributed Collaborative Navigation Strategy Based on Adaptive Extended Kalman Filter Integrated Positioning and Model Predictive Control for Global Navigation Satellite System/Inertial Navigation System Dual-Robot [J]. Remote Sensing, 2025, 17 (4): 721-721.
- [120]常伟. 基于卡尔曼滤波器的永磁同步直线电机推力波动抑制策略研究[D]. 石家庄: 石家庄铁道大学, 2024.
- [121]Ait-El-Fquih B ,Hoteit I . A particle-filter based adaptive inflation scheme for the ensemble Kalman filter [J]. Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society, 2020, 146 (727): 922-937.
- [122]Y.Jiang ,Xiao J . TARGET TRACKING BASED ON A MULTI-SENSOR COVARIANCE INTERSECTION FUSION KALMAN FILTER [J]. Engineering Review, 2014, 34 (1): 47-54.

附录

作者在读期间发表的学术、专利及参加的竞赛和科研项目

申请专利：

- [1] 陈科明, 赖盛纪, 周柏楠, 王坤.一种基于三级反馈调节机制的光伏清洁机器人自适应纠偏方法[P].浙江省: 2025100699973,2025-04-25.

科研项目：

- [1] 智能割草机器人系统开发, 横向课题, 2022-2023.
[2] 履带式智能光伏清洁机器人系统开发, 横向课题, 2023-2024.
[3] 光伏跟踪支架清洁机器人纠偏系统研究, 横向课题, 2024-2025.