

学 号：

1023009006

武汉理工大学

《自动化专业综合实践》 设计成果报告书

选 题 ： 05 基于三融合的自动化专业综合实践

题 目 ： 基于 ROS2 系统的自瞄移动机器人

学 院 ： 自动化学院

专 业 ： 自动化

班 级 ： 自动化 2302

姓 名 ： 李傲琦

指导教师 ： 张清勇、夏慧雯

2026 年 06 月 07 日

摘 要

本文以自动化专业综合实践为背景，设计并实现了一套自瞄移动机器人系统。系统采用多处理器分布式架构，由 Jetson Orin Nano Super 视觉处理单元、STM32H723 云台控制单元和 MSPM0G3507 底盘控制单元组成，基于 ROS2 框架实现各节点间的协同通信。在视觉感知层面，系统通过海康工业相机采集图像，经 Otsu 自适应阈值分割与轮廓层级分析实现目标矩形检测，利用 PnP 算法 (SOLVEPNP_IPPE) 解算相机外参矩阵，并结合预标定的相机-激光器刚体约束，通过射线-平面求交法计算激光点在靶面世界坐标系下的精确位置，从而为云台伺服控制提供视觉误差反馈。在运动控制层面，底盘采用三环串级 PID 控制架构——外环位置环以灰度传感器加权平均值巡线偏差为输入、中环角度环基于 Mahony AHRS 姿态解算的偏航角反馈、内环速度环利用霍尔编码器测速反馈，实现对预设轨迹的稳定跟踪。云台则基于视觉环-角度环-速度环的三环串联结构完成对目标的实时瞄准。系统同时支持自动巡线瞄准模式与 Web 前端手动遥控模式的一键切换。实验结果表明，系统能够在标准场地条件下完成自主巡线、目标矩形识别、激光落点预测及实时跟踪等任务，验证了所提方案的有效性。

关键词： 自瞄机器人；PnP 位姿解算；串级 PID 控制；Mahony 姿态估计；ROS2

Abstract

This paper presents the design and implementation of an auto-aim mobile robot system as part of an automation specialty comprehensive practice project. The system adopts a multi-processor distributed architecture consisting of a Jetson Orin Nano Super vision processing unit, an STM32H723 gimbal control unit, and an MSPM0G3507 chassis control unit, with inter-node communication based on the ROS2 framework. At the vision perception level, the system acquires images through a Hikrobot industrial camera, performs target rectangle detection via Otsu adaptive thresholding and contour hierarchy analysis, solves the camera extrinsic matrix using the PnP algorithm (SOLVEPNP_IPPE), and computes the precise laser spot position on the target plane in world coordinates through ray-plane intersection constrained by pre-calibrated camera-laser rigid-body parameters, thereby providing visual error feedback for gimbal servo control. At the motion control level, the chassis employs a three-loop cascaded PID control architecture—an outer position loop driven by weighted-average line-following deviation from an 8-channel grayscale sensor array, a middle angle loop based on yaw angle feedback from Mahony AHRS attitude estimation, and an inner speed loop using Hall encoder velocity feedback—to achieve stable trajectory tracking. The gimbal adopts a three-loop series structure of visual loop, angle loop, and speed loop to accomplish real-time target aiming. The system also supports one-click switching between autonomous line-following aiming mode and web-based manual remote control mode. Experimental results demonstrate that the system can complete autonomous line following, target rectangle recognition, laser spot prediction, and real-time tracking tasks under standard field conditions, validating the effectiveness of the proposed approach.

Key Words: Auto-Aim Robot; PnP Pose Estimation; Cascaded PID Control; Mahony Attitude Estimation; ROS2

目 录

第 1 章 引言	1
1.1 课题背景与意义	1
1.2 国内外研究现状	1
1.3 主要研究内容	2
1.4 论文章节安排	3
第 2 章 系统总体设计	4
2.1 系统硬件架构	4
2.2 关键硬件选型分析	5
2.2.1 云台执行器选型	6
2.2.2 惯性测量单元选型	6
2.2.3 工业相机选型	7
2.2.4 主控制器选型	8
2.3 机械结构设计	8
2.4 供电系统设计	9
2.5 ROS2 软件架构	9
2.6 通信协议设计	10
2.7 工作模式设计	12
第 3 章 视觉检测与 PnP 位姿解算	13
3.1 相机成像模型与畸变	13
3.2 相机内参标定	14
3.3 目标矩形检测	15
3.4 角点排序	16
3.5 PnP 位姿解算	17
3.6 激光点世界坐标解算	18
3.6.1 激光器-相机联合标定	18
3.6.2 在线位置解算	19
3.7 GPU 加速与计算复杂度分析	20
第 4 章 控制策略设计	21
4.1 PID 控制理论基础	21
4.1.1 PID 改进措施详析	21
4.2 底盘三环串级 PID 控制	23
4.3 Mahony AHRS 姿态解算	25

4.4 双二阶数字滤波器设计	27
4.5 云台三环控制	28
4.6 云台四元数扩展卡尔曼滤波	28
4.6.1 状态向量与过程模型	29
4.6.2 观测模型与卡方检验	30
4.6.3 渐消滤波与自适应增益	30
4.6.4 EKF 与 Mahony 滤波器的对比	31
4.7 IMU 辅助功能	31
4.7.1 IMU 安装校正	31
4.7.2 IMU 温度控制	32
4.7.3 运动加速度分解	32
第 5 章 实验与结果分析	34
5.1 实验平台与测试环境	34
5.2 视觉检测与定位精度测试	35
5.3 底盘巡线控制性能测试	37
5.4 系统联调中的典型问题与优化	38
5.4.1 视觉方向一致性问题	38
5.4.2 靶心附近抖动问题	38
5.4.3 PnP 解算异常值处理	39
5.4.4 PCA 激光标定残差	39
5.4.5 EKF 收敛与卡方检验有效性	39
5.4.6 前馈补偿的有效性验证	40
5.5 系统时延分析	40
5.6 系统整体联调验证	41
第 6 章 总结与展望	42
6.1 工作总结	42
6.2 未来展望	43
参考文献	44
附录 A PID 控制器核心实现	45
附录 B 二进制通信帧规格	46
附录 C 视觉流水线关键参数	47
附录 D DM 电机 CAN 协议规格	48

第1章 引言

1.1 课题背景与意义

自动瞄准移动机器人是自动化技术、计算机视觉与嵌入式控制等多学科交叉融合的典型应用场景，在工业巡检、智能仓储、安防巡逻和竞技机器人等领域具有广泛的应用前景。其核心挑战在于如何在移动平台上实现高精度的目标感知与稳定的伺服控制：一方面，移动底盘的运动会导致相机视角的持续变化，对视觉定位算法的鲁棒性提出了更高要求；另一方面，云台执行器的动态响应需要在保持跟踪精度的同时抑制底盘振动和运动耦合带来的扰动。

与静止平台上的双轴指向系统相比，动态载体条件下的自动瞄准系统面临更为复杂的工程挑战。视觉链路从图像采集、目标提取到串口传输和主控解析存在固有延迟；底盘转弯、加减速和不平整路面引起的车体姿态变化会在短时间内产生可观的角度扰动；多处理器（Jetson + STM32 + MSPM0）之间的异构通信需要兼顾带宽效率和时序确定性；执行器在低速微调阶段的离散性和机械间隙可能放大靶面光斑的抖动。这些因素并非彼此独立，而是相互叠加，共同构成了一个典型的实时感知-决策-执行闭环控制问题。此类系统的关键在于合理划分各处理器的功能边界、建立可靠的通信协议、设计适合各自计算能力的估计算法，并通过系统联调逐步收敛控制参数。

本课题来源于自动化专业综合实践项目，目标是设计并实现一套能够在标准场地内自主巡线行驶、识别靶面矩形并驱动激光瞄准靶心的自瞄移动机器人系统。该系统需同时满足自动运行与手动遥控两种工作模式，具备实时图传、参数在线调试等功能，体现自动化系统中“感知—决策—执行”的完整闭环。

1.2 国内外研究现状

自动瞄准系统在学术和工程领域均已有广泛研究。以下从视觉定位、姿态估计、运动控制和嵌入式系统四个维度对相关工作进行综述。

在视觉定位方面，基于 PnP (Perspective-n-Point) 的位姿解算是单目相机六自由度位姿估计的标准方案。Zhang^[1]提出的平面标定法奠定了相机内参精确标定的基础，使后续 PnP 解算能够在物理量纲下进行。Collins 和 Bartoli^[2]提出的 IPPE (Infinitesimal Plane-Based Pose Estimation) 算法利用目标共面点的几何约束，通过单应矩阵分解实现高效稳定的位姿解算，相比传统迭代法具有更快的收敛速度和更好的数值鲁棒性。Hartley 和 Zisserman^[3]在其专著中系统建立了多视图几何的理论体系，包括单应矩阵估计、对极几何和三维重建等核心问题的数学基础。Otsu^[4]提出的类间方差最大化阈值分割方法是自动化图像二值化的

经典算法，在目标和背景具有明显灰度差异的场景中表现稳定，特别适合靶面矩形这种高对比度目标的检测任务。

在姿态估计方面，基于 IMU 的实时姿态解算是动态载体控制的必要前提。Mahony 等人^[5]提出的非线性互补滤波器利用加速度计的低频稳定性和陀螺仪的高频精度，通过叉积误差的 PI 反馈实现传感器融合，计算量极小且适合资源受限的嵌入式平台。Madgwick^[6]提出的梯度下降姿态滤波器进一步简化了四元数更新过程，在低采样率下仍具有较好的收敛性能。对于计算资源较为充裕的平台（如带 FPU 的 Cortex-M7），扩展卡尔曼滤波（EKF）能够同时估计姿态四元数和陀螺仪零偏，通过卡方检验等异常检测机制提升动态工况下的估计鲁棒性。Welch 和 Bishop^[7]提供了卡尔曼滤波的完整入门教程，为嵌入式平台上的 EKF 实现提供了理论参考。Titterton 和 Weston^[8]的专著系统阐述了捷联惯性导航技术，涵盖了 MEMS 传感器特性、姿态解算和误差建模等核心内容。Åström 和 Hägglund^[9]系统总结了 PID 控制的工程实践方法，Ziegler 和 Nichols^[10]提出的闭环整定方法至今仍是 PID 参数工程整定的经典依据，包括积分饱和抑制、微分滤波和参数整定策略，为本系统的控制器设计提供了理论基础。

在系统架构方面，ROS2 框架为多处理器分布式系统的节点间通信提供了标准化的解决方案。以 Jetson 为上位机、STM32/MSPM0 为下位机的异构计算架构在 RoboMaster 竞赛和移动机器人研究中已有广泛应用。黄等人^[11]研究了无人机自主着陆中的视觉-GPS 融合定位方案，体现了嵌入式视觉平台在移动载体目标定位中的应用模式。Lomont^[12]对快速平方根反比算法的精度分析为嵌入式浮点运算优化提供了参考依据。

1.3 主要研究内容

本文围绕自瞄移动机器人的设计与实现，主要开展以下五方面工作。第一，完成系统的总体方案设计与硬件选型，确定多处理器分布式架构及 ROS2 节点化通信方案，结合任务需求对执行器、IMU、相机和主控制器等关键组件进行方案比较和选型分析。第二，深入研究基于 PnP 的视觉位姿解算算法，包括相机内参标定与畸变分析、Otsu 自适应阈值分割与轮廓层级检测、IPPE 位姿解算、激光器-相机联合标定（PCA 直线拟合）以及激光落点的世界坐标计算。第三，设计并实现底盘三环串级 PID 控制策略（融合灰度传感器巡线偏差、Mahony AHRS 姿态估计和编码器速度反馈）和云台四元数 EKF 姿态估计方法，对比分析两种滤波器的适用场景，并对 PID 控制器的八项改进措施进行系统论述。第四，基于 ROS2 框架实现各功能节点间的数据交换，并通过 Vue3 前端提供远程监控与操控界面。第五，搭建实验平台对系统进行功能验证与性能评估，以问题驱动的方式分析联调过程中遇到的典型问题及其解决方案。

1.4 论文章节安排

本文共分为六章。第一章为引言，介绍课题背景、技术挑战、国内外研究现状和主要研究内容。第二章阐述系统总体设计方案，包括硬件拓扑与关键组件选型论证、机械结构设计、供电架构、ROS2 软件架构、二进制通信协议设计和工作模式定义。第三章详细论述视觉检测与 PnP 位姿解算算法，涵盖相机成像与畸变模型、内参标定、矩形检测与轮廓层级分析、角点排序、IPPE 位姿估计、激光点位置计算和计算复杂度分析。第四章深入分析控制策略，包括 PID 频域分析与改进措施详析、底盘三环串级 PID 与右转状态机、云台四元数 EKF、Mahony AHRS 互补滤波、双二阶数字滤波器设计、IMU 辅助功能和云台三环控制。第五章给出实验测试结果与性能分析，以问题驱动方式组织视觉方向修正、近靶抖动抑制、EKF 收敛、前馈补偿验证、参数灵敏度分析和时延分析等内容。第六章对全文工作进行总结并提出后续改进方向。

第 2 章 系统总体设计

2.1 系统硬件架构

本系统采用多处理器分布式架构，由视觉处理层、云台控制层和底盘控制层三部分组成，各层运行在独立的硬件平台上并通过串行接口进行实时通信。系统的整体硬件架构如图2.1所示。

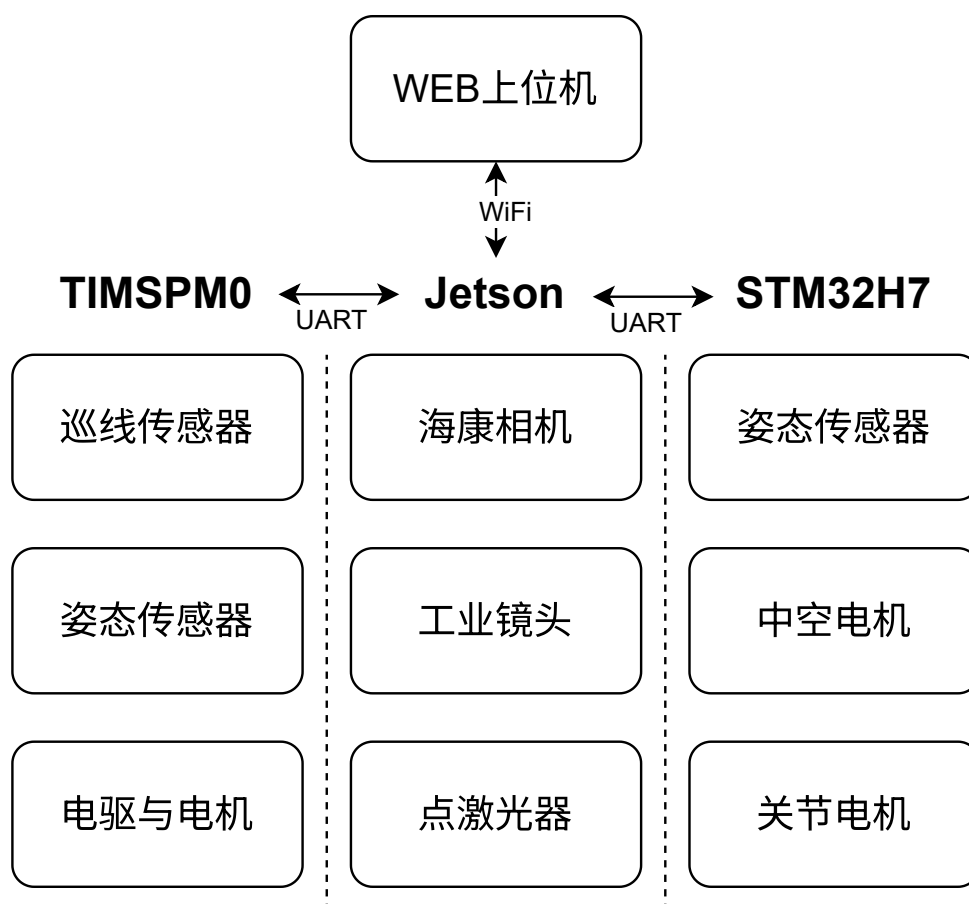


图 2.1 系统硬件架构框图

视觉处理层以 NVIDIA Jetson Orin Nano Super 为核心计算平台，连接海康威视 MV-CS016-10UC 工业全局快门相机，配合工业无畸变镜头获取高质量图像数据。相机通过 USB3.0 接口与 Jetson 通信，图像分辨率为 1440×1080 像素。Jetson 上运行基于 ROS2 Humble 的视觉算法节点，完成图像预处理、目标矩形检测、PnP 位姿解算和激光落点预测等核心计算任务，同时通过 Nginx 反向代理提供 HTTP REST API 和 MJPEG 视频流服务。

云台控制层采用达妙 DM-MC02 主控板，搭载 STM32H723VGT6 微控制器（Cortex-M7 内核，主频 480MHz），板载 BMI088 六轴惯性测量单元。Yaw 轴使用 DM-G6220 中空云台电机，Pitch 轴使用 DM-J4310-2EC 关节电机，两个电机均为驱控一体设计，内置速度闭环并通过 CAN 总线与主控通信。云台主控通过 USART10 以 921600bps 波特率接收 Jetson 下发的视觉误差数据，运行三环 PID 控制算法驱动电机实现目标跟踪。

底盘控制层以 TI MSPM0G3507 微控制器（Cortex-M0+ 内核，主频 80MHz）为主控芯片，搭载 ICM-42688-P 六轴惯性测量单元用于姿态解算，配备八通道灰度传感器阵列（感为模拟量寻迹模块）用于巡线偏差检测。底盘采用两轮差速驱动方案，后轮由两个 MG513X 直流电机（内置霍尔编码器）经 DRV8701E 双路电驱模块独立驱动，前轮为两个万向轮。电源系统采用单个 6S 锂电池，经分电板为各模块供电。底盘系统的硬件组件与布局如图 2.2 所示。

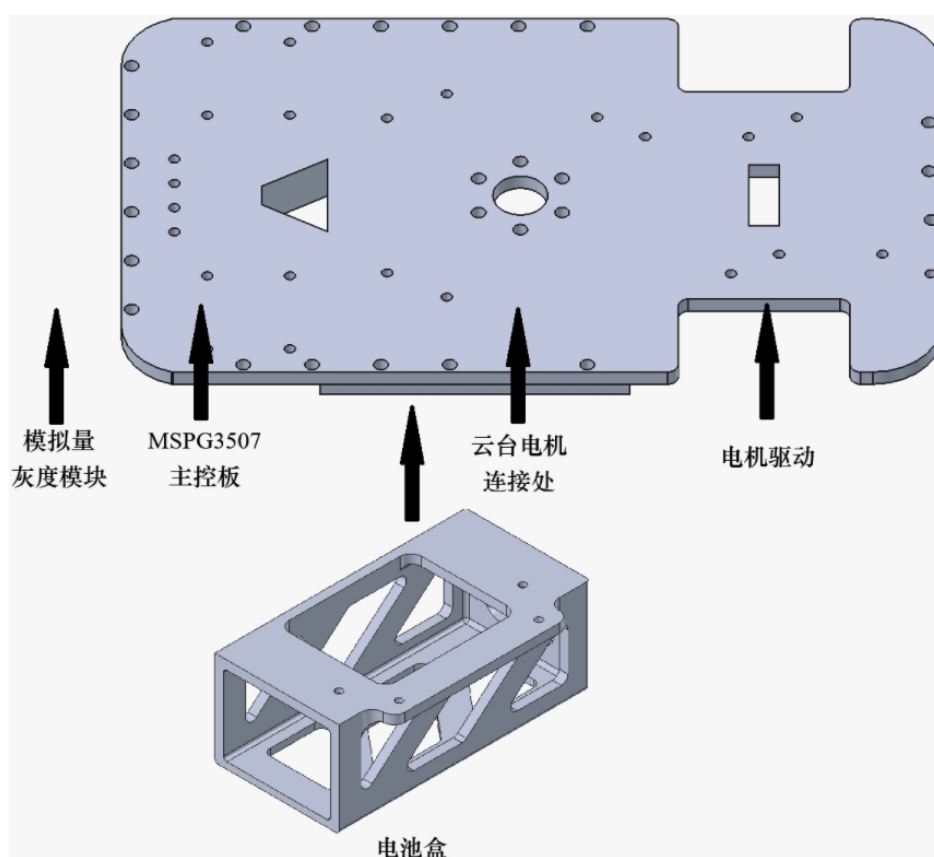


图 2.2 底盘系统硬件组件与布局

2.2 关键硬件选型分析

在系统硬件架构确定之后，各组件的具体选型对系统性能、开发效率和调试难度具有决定性影响。本节针对执行器、惯性测量单元、工业相机和主控制器等核心组件，结合任务需求与工程约束进行方案对比分析。

2.2.1 云台执行器选型

云台执行器承担着将视觉偏差信号转化为双轴机械转动的核心任务，其选型直接决定了角度分辨率、响应速度和末段跟踪平稳性。本系统对执行机构的主要要求包括：第一，应具备明确的角位移控制能力，便于将视觉误差定量映射为角度修正量；第二，在低速、小幅度往复调整时应保持平稳，避免抖动放大为靶面光斑晃动；第三，控制接口应简洁可靠，便于双轴同步调度；第四，方案应适合在课程实践周期内完成装配、接线和联调。

针对上述要求，对几类常见执行器进行比较分析。普通舵机（Servo）控制方式直观、成本较低，但其传动链路中普遍存在齿隙和回差，在小角度往返修正时可能出现指令变化而机构尚未响应的现象，且低速微调时往往伴随抖动，不满足靶心附近的精调要求。直流减速电机配合编码器理论上能够构建完整的位置环和速度环，具有较好的控制扩展性，但编码器采样、双环 PID 整定和驱动电路设计会显著增加软件复杂度，不适合作为现阶段的快速实现方案。无刷云台电机具有运动平滑、低速性能优良等优点，但需要专用驱动器和完整的姿态解算基础，开发周期和调试复杂度较高。

相比之下，DM 系列云台电机（达妙科技）采用驱控一体化设计，将电机本体、编码器、驱动器和速度/电流闭环集成于一体，通过 CAN 总线（1Mbps）与主控通信。该方案的主要优势在于：其一，电机内置速度闭环，主控只需下发位置或速度目标值，无需管理底层电流环和换相逻辑，显著降低了控制软件的复杂度；其二，CAN 总线^[13]支持多节点共享通信，Yaw 和 Pitch 两轴电机可挂载在同一 CAN 网络上，接线简洁且便于扩展；其三，电机支持 MIT 模式（位置 + 速度 + KP + KD + 扭矩的前馈-反馈复合控制）、位置-速度模式和纯速度模式三种控制方式，能够灵活适应不同控制架构的需求。因此，本系统选定 DM-G6220 中空云台电机（Yaw 轴）和 DM-J4310-2EC 关节电机（Pitch 轴）作为二维云台的执行机构。上述各方案的优劣对比汇总于表 2.1。

2.2.2 惯性测量单元选型

惯性测量单元（IMU）为云台和底盘分别提供姿态估计所需的角速度和加速度数据。本系统中，云台和底盘对 IMU 的要求存在差异：云台端运行在 STM32H723（M7 内核，带 FPU）上，采用四元数扩展卡尔曼滤波进行姿态估计，对陀螺仪噪声密度和零偏稳定性要求较高；底盘端运行在 MSPM0G3507（M0+ 内核，无 FPU）上，采用 Mahony 互补滤波，算法计算量小但对传感器数据质量仍有一定依赖。

云台端选用博世 BMI088 六轴 IMU，其陀螺仪噪声密度为 $0.014^{\circ}/s/\sqrt{Hz}$ ，零偏不稳定性约为 $0.5^{\circ}/h$ ，加速度计噪声密度为 $120 \mu g/\sqrt{Hz}$ ，性能指标适合构建中等精度的 EKF 姿态估计器。BMI088 通过 SPI 接口与 MCU 通信，数据刷新率可达 1kHz，满足云台角度环的控制带宽需求。DM-MC02 主控板已板载 BMI088，无需额外接线。

表 2.1 云台执行器方案比较

方案	优势	主要风险	适用性判断
普通舵机	控制简单、成本低	齿隙明显、低速抖动	仅适合快速功能验证
直流减速电机 + 编码器	具有速度和位置反馈	系统复杂度高、调试周期长	不适合当前主方案
无刷云台电机	运动平滑、响应快	依赖专用驱动和姿态算法	性能升级的潜在方向
DM 驱控一体电机	接口统一 (CAN)、内置闭环、双轴调度方便	成本相对较高、依赖 CAN 总线	选定为主方案

底盘端选用 TDK ICM-42688-P 六轴 IMU，其陀螺仪噪声密度约为 $0.003^{\circ}/s/\sqrt{Hz}$ ，加速度计噪声密度约为 $70 \mu g/\sqrt{Hz}$ ，在本系统中通过 SPI 接口以 8MHz 时钟频率与 MSPM0G3507 通信，数据刷新率同样可达 1kHz。该传感器在 M0+ 平台上的驱动实现较为简洁，适合与 Mahony 互补滤波算法配合使用。

2.2.3 工业相机选型

相机的选择对视觉检测算法的鲁棒性有直接影响。在本系统中，相机需要满足以下要求：第一，在移动平台上采集清晰、无拖影的图像，要求传感器具备全局快门（Global Shutter）以避免卷帘快门在运动过程中产生的几何畸变；第二，提供足够的像素分辨率以支持亚像素级的 PnP 角点定位；第三，具备可靠的 Linux 驱动支持，便于集成到 ROS2 框架中。

常见的 USB 摄像头或 Raspberry Pi Camera Module 多采用卷帘快门 CMOS 传感器，在底盘运动（尤其是转弯）过程中图像会产生倾斜或扭曲，导致矩形角点检测偏差增大，进而影响 PnP 解算精度。本系统选用的海康威视 MV-CS016-10UC 工业相机配备 Sony 全局快门 CMOS 传感器（分辨率 1440×1080 ），通过 USB3.0 接口传输，帧率可达 60fps。相机配套的 MVS SDK 提供 Python 接口，支持在 Jetson aarch64 平台上直接调用，与 ROS2 节点的集成较为方便。

2.2.4 主控制器选型

云台主控和底盘主控的计算任务差异显著，需要分别选型。云台端的需求为：运行 1kHz INS 姿态更新任务（含 EKF 递推、重力补偿和运动加速度分解）、CAN 总线双电机控制任务（MIT 模式位置 + 速度 + 扭矩命令）、UART 视觉数据接收与 PID 解算任务，以及 IMU 温控、OLED 显示和蓝牙通信等辅助功能，总计需管理多个 FreeRTOS 任务。因此，云台主控选用 STM32H723VGT6（Cortex-M7 内核，主频 480MHz，1MB Flash，564KB SRAM），该芯片具备双精度 FPU 和 CMSIS-DSP 库支持，能够高效运行四元数 EKF 中的矩阵运算。DM-MC02 主控板集成了该 MCU，同时板载 BMI088 IMU、CAN 收发器和多路 UART，与本系统的功能需求高度匹配。

底盘端的需求相对简单：运行 Mahony AHRS 互补滤波（约 3ms/次）、灰度传感器 ADC 扫描与加权偏差计算（8 通道 MUX 轮询）、双路直流电机 PWM 输出与编码器速度检测，以及 UART 命令解析。主控选用 TI MSPM0G3507（Cortex-M0+ 内核，主频 80MHz，128KB Flash，32KB RAM），其片上包含充足的定时器、ADC 通道和 GPIO，配合逐飞科技扩展板提供了电机驱动接口、传感器接口和电源管理，满足底盘控制的功能和成本要求。

2.3 机械结构设计

二维云台采用串联式结构方案，方位轴（Yaw 轴）作为下层基础转轴直接安装在小车平台上，负责水平方向的左右偏转；俯仰轴（Pitch 轴）安装在上层支架上，在 Yaw 轴转动基础上进一步完成激光笔在竖直方向上的上下姿态调整。与并联式或多连杆结构相比，串联式二维云台具有结构形式直观、装配关系清晰、自由度定义明确、控制对象便于分解等优点，适合本系统这种以双轴姿态调整为主、强调工程可实现性的任务场景。

在具体结构布置上，Yaw 轴位于下层，承受上层整个俯仰子结构和激光笔组件的等效负载，对支撑刚度和安装稳定性要求较高。因此选用 DM-G6220 中空云台电机直接作为 Yaw 轴的支撑和驱动元件，利用其中空通孔结构穿过 Pitch 轴电机的电源线和信号线，避免了外部线束在转动过程中的缠绕问题。Pitch 轴位于上层，采用 DM-J4310-2EC 关节电机，电机输出轴通过 3D 打印的支架件连接激光笔安装座。为减小 Pitch 轴上方的转动惯量和重力矩，激光笔安装位置尽量贴近 Pitch 轴中心，缩短悬臂长度，降低电机在起停过程中的力矩负担。

云台结构还考虑了 360 度连续旋转的需求。Yaw 轴与底盘平台之间安装导电滑环（24 路、2A/路），用于传输从底盘到云台的电源、CAN 通信和 UART 通信信号，在实现 Yaw 轴全向转动的同时保证电气连接的连续性。

图2.3展示了使用 3D 打印技术制作的云台机械结构，并标注了 Yaw 轴云台电机、Pitch 轴云台电机和导电滑环的安装位置。

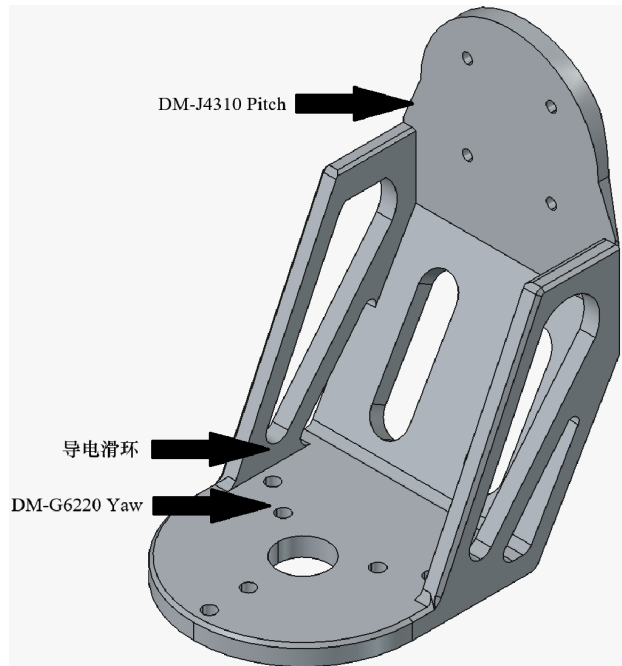


图 2.3 二维云台机械结构组成

2.4 供电系统设计

本系统采用单个 6S 锂电池（标称电压 22.2V，满电约 25.2V）作为全局电源，通过分电板为各级模块提供所需电压。电源链路分为两条主干回路。

底盘分电板直接从电池取电，负责向底盘侧各模块供电：MG513X 直流电机经 DRV8701E 电驱模块由电池电压直接驱动（模块支持 5.9–28V 输入）；MSPM0G3507 扩展板将电池电压降压至 5V 和 3.3V，为 MCU、ICM-42688-P IMU 和灰度传感器阵列供电。云台分电板通过导电滑环从底盘获取电池电压，负责向云台侧各模块供电：DM-G6220 和 DM-J4310 电机以额定 24V 供电（电机支持 20–28V 输入范围，电池电压位于工作窗口内）；DM-MC02 主控板将输入电压稳压至 5V 和 3.3V 供 MCU 和 BMI088 使用；Jetson Orin Nano Super 经独立 15V 稳压模块供电（Jetson 支持 9–19V 输入，选择 15V 兼顾效率和稳定性）。海康相机通过 Jetson 的 USB3.0 接口取电，激光笔模块由 Jetson 的 GPIO 控制 MOSFET 开关进行电源管理，实现默认关闭、条件触发打开的安全控制策略。

2.5 ROS2 软件架构

系统软件基于 ROS2 Humble 框架设计，将各功能模块封装为独立的 ROS2 节点，通过话题（Topic）机制实现节点间的松耦合数据交换。系统的软件架构与数据流如图2.4所示。

Camera Driver 节点（camera_node）负责海康工业相机的初始化、图像采集和格式转换，将原始图像以 sensor_msgs/Image 消息类型发布到/camera/image_raw 话题。Vision 节

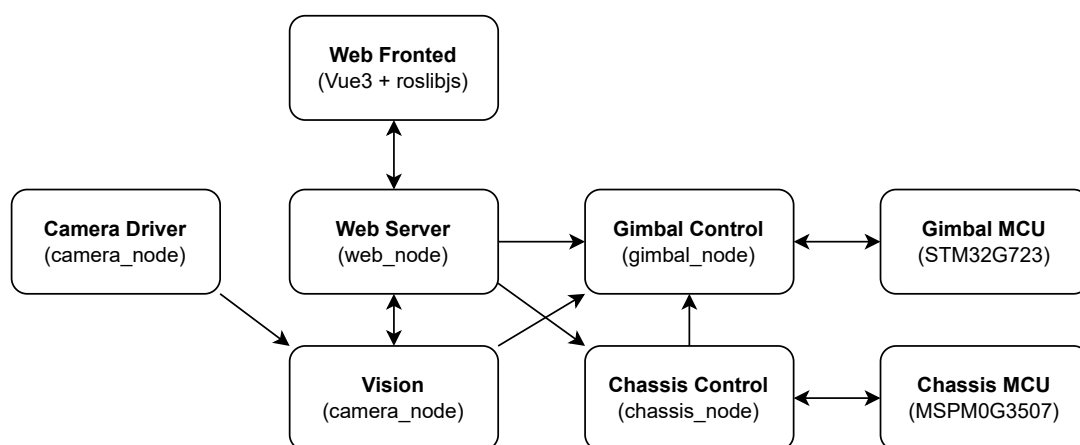


图 2.4 ROS2 软件架构与数据流图

点 (vision_node) 订阅原始图像，执行目标矩形检测、PnP 位姿解算和激光点世界坐标计算，将视觉误差数据（测量值与参考值的归一化坐标）发布到 /vision/target 话题供云台控制节点使用，同时将标注后的结果图像发布到 /vision/result_image 话题用于 Web 端图传显示。Web Server 节点 (web_node) 基于 Python 微框架提供 HTTP REST API，实现模式切换、PID 参数配置和激光控制等功能，其 API 调用通过 ROS2 话题转发至对应的控制节点。Gimbal Control 节点 (gimbal_node) 和 Chassis Control 节点 (chassis_node) 分别负责将 ROS2 话题消息转换为定制二进制帧格式，通过 UART 串口与对应的 MCU 进行通信，前者订阅 /vision/target、/cmd_gimbal、/gimbal/mode 等话题，后者订阅 /chassis/mode、/cmd_chassis 等话题并接收底盘 MCU 上传的前馈角速度数据。

Web 前端基于 Vue3 框架和 roslibjs 库实现，通过 rosbridge WebSocket (9090 端口) 与 ROS2 系统进行实时数据交互。AutoMode 页面显示 MJPEG 视频流实时预览画面，用户可在该页面上观察目标识别和激光点标注的结果；ManualMode 页面支持键盘 WASD 控制底盘移动和方向键控制云台旋转；DebugMode 页面提供 PID 参数的在线调节界面，通过 HTTP POST 请求将参数 JSON 发送至 web_node 后端。Nginx 运行于 80 端口，统一代理前端静态文件、API 请求 (/api 路径反代至 8080 端口) 和视频流 (/stream 路径反代至 8081 端口)。

2.6 通信协议设计

Jetson 与两个 MCU 之间的通信链路是系统数据流的关键通道。在协议设计阶段，需要在文本协议（如 JSON、NMEA 风格帧）和二进制协议之间做出选择。文本协议具有可读性好、调试方便的优点，但其编码和解析开销较大，在 115200bps 和 921600bps 的 UART 带宽条件下会消耗可观的帧解析时间，且浮点数到字符串的转换精度受格式控制影响。二进制协议则直接以 IEEE 754 float32 格式传输浮点数据，无需编解码转换，每帧固定长度、解析路径短且具有确定性，特别适合 MCU 端以 C 语言结构体直接映射接收。此外，二进

制协议配合字节累加校验和可以检测传输过程中的比特错误，提高通信可靠性。基于上述考虑，本系统采用统一的二进制帧协议。

系统内部采用统一的二进制帧协议，以帧头（SOF）区分帧类型，校验和采用字节累加方式（求和后取低八位）。帧结构为：SOF（1 字节）+ Payload（N 字节）+ Checksum（1 字节）。

云台串口（USART10，波特率 921600bps）包含五类帧格式。0xA5 自动追踪帧长度为 18 字节，Payload 包含 measure_x、ref_x、measure_y、ref_y 四个 float32 值，分别传递视觉节点解算的激光点归一化坐标及对应的参考中心值。0xA6 手动控制帧长度为 10 字节，Payload 包含 yaw_vel 和 pitch_vel 两个 float32 值，传递键盘输入的云台角速度指令。0xA7 命令帧长度为 3 字节，Payload 为 1 字节命令码，用于模式切换（0x01 自动、0x02 手动、0x03 调试）和激光开关控制（0x03 打开、0x04 关闭）。0xA8 PID 调参帧长度为 50 字节，Payload 包含 12 个 float32 值，在调试模式下在线调整视觉 Yaw/Pitch 环和角度 Yaw/Pitch 环的 Kp/Ki/Kd 参数。0xA9 前馈角速度帧长度为 6 字节，Payload 为 1 个 float32 值，将底盘位置环计算的角度速率前馈至云台以实现底盘-云台协同运动。

底盘串口（UART，波特率 115200bps）包含四类帧格式。0xA6 手动控制帧长度为 8 字节，Payload 包含 motor_speed_base（int16，直行基础速度）和 angle_velocity（float32，角度速率）两个控制量。0xA7 命令帧长度为 3 字节，Payload 为 1 字节命令码（0x01 自动、0x02 手动、0x03 调试）。0xA8 PID 调参帧长度为 38 字节，Payload 包含 9 个 float32 值，分别为速度环、角度环和位置环的 Kp/Ki/Kd 参数。0xA9 前馈帧由底盘 MCU 向 Jetson 发送，Payload 为 1 个 float32 值，内容为位置环 PID 计算输出的角度速率，供云台进行前馈补偿。全部通信帧的格式与用途汇总于表 2.2。

表 2.2 二进制通信帧类型汇总

帧头	方向	长度	用途	频率
0xA5	Jetson→Gimbal	18 B	视觉误差数据	约 30 Hz
0xA6	Jetson→Gimbal	10 B	手动角速度指令	约 20 Hz
0xA7	Jetson→Gimbal	3 B	模式切换/激光控制	按需
0xA8	Jetson→Gimbal	50 B	云台 PID 在线调参	按需
0xA9	Jetson→Gimbal	6 B	底盘前馈角速度	约 50 Hz
0xA6	Jetson→Chassis	8 B	手动控制速度指令	约 20 Hz
0xA7	Jetson→Chassis	3 B	模式切换	按需
0xA8	Jetson→Chassis	38 B	底盘 PID 在线调参	按需
0xA9	Chassis→Jetson	6 B	位置环角度速率上传	约 50 Hz

2.7 工作模式设计

系统设计了三种工作模式以满足不同场景需求。自动模式（AUTO）为全自主运行状态：底盘通过灰度传感器阵列进行巡线闭环，沿预设黑色轨迹行驶；云台接收视觉节点解算的激光点误差进行目标跟踪。手动模式（MANUAL）支持远程遥控：底盘接收 Web 前端键盘输入的速度和角速度指令；云台接收方向键输入的角速度指令进行姿态调整。调试模式（DEBUG）用于开发与参数整定：所有电机关闭 PWM 输出，可通过 Web 前端在线发送 PID 参数帧和角速度前馈帧，同时查看传感器原始数据和算法中间结果。三种模式的切换通过 Web 界面按钮触发 HTTP POST 请求，经 web_node 转发为 ROS2 话题消息后由 gimbal_node 和 chassis_node 转换为二进制命令帧下发至对应 MCU。

第3章 视觉检测与 PnP 位姿解算

3.1 相机成像模型与畸变

相机成像过程可用针孔相机模型 (Pinhole Camera Model) 进行数学描述。设世界坐标系中一点 $P = (X, Y, Z)^T$ 在相机坐标系下的坐标为 $P_c = (X_c, Y_c, Z_c)^T$ ，该点经透视投影后在归一化图像平面上形成点 $p = (u, v)^T$ ，则成像过程可表述为：

$$s \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x & 0 & c_x \\ 0 & f_y & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \end{bmatrix} = \mathbf{K} \mathbf{P}_c \quad (3.1)$$

其中 $s = Z_c$ 为尺度因子， f_x 和 f_y 分别为水平和垂直方向的等效焦距 (单位：像素)， (c_x, c_y) 为图像主点 (光轴与像平面的交点) 的像素坐标。矩阵 $\mathbf{K}$ 称为相机内参矩阵 (Intrinsic Matrix)，由相机硬件特性决定，通过标定获得。针孔相机模型的几何关系如图3.1所示。

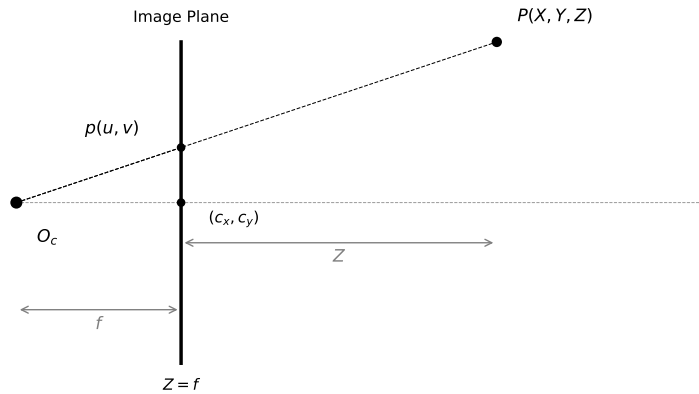


图 3.1 针孔相机成像模型

实际镜头存在径向畸变和切向畸变。径向畸变使光线在透镜边缘处发生更大程度的弯曲，导致直线在图像中呈现为曲线 (桶形或枕形畸变)；切向畸变源于透镜与成像平面不平行。畸变模型为：

$$x_{distorted} = x(1 + k_1 r^2 + k_2 r^4 + k_3 r^6) + 2p_1 xy + p_2(r^2 + 2x^2) \quad (3.2)$$

$$y_{distorted} = y(1 + k_1 r^2 + k_2 r^4 + k_3 r^6) + p_1(r^2 + 2y^2) + 2p_2 xy \quad (3.3)$$

其中 (x, y) 为归一化图像平面上的无畸变坐标, $r^2 = x^2 + y^2$, (k_1, k_2, k_3) 为径向畸变系数, (p_1, p_2) 为切向畸变系数。

本系统采用海康工业相机配套的无畸变镜头, 镜头的径向和切向畸变均控制在极低水平。在相机标定中, 使用 CALIB_ZERO_TANGENT_DIST 和 CALIB_FIX_K1/K2/K3 标志将所有畸变系数约束为零——这并非忽略畸变, 而是在镜头设计质量已保证零畸变的条件下, 避免因标定样本有限而对畸变系数产生过拟合估计, 从而获得更稳定的内参标定结果。

世界坐标系到相机坐标系的变换为刚体变换, 可由旋转矩阵 $\mathbf{R} \in SO(3)$ 和平移向量 $\mathbf{t} \in \mathbb{R}^3$ 描述:

$$\mathbf{P}_c = \mathbf{R}\mathbf{P}_w + \mathbf{t} \quad (3.4)$$

将上述变换代入成像方程, 得到完整的相机投影模型:

$$s \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \mathbf{K} \left(\mathbf{R} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \end{bmatrix} + \mathbf{t} \right) \quad (3.5)$$

3.2 相机内参标定

相机内参标定采用张正友棋盘格标定法^[1]。标定板为 11×8 内角点棋盘格, 方格边长为 15mm。标定流程如下: 首先将标定板以不同姿态放置在相机视野中, 采集多幅 (不少于 3 幅, 建议 10 幅以上) 包含完整棋盘格的图像; 然后对每幅图像使用 OpenCV 的 findChessboardCorners 函数检测内角点, 并经 cornerSubPix 进行亚像素细化; 最后调用 calibrateCamera 函数, 利用不同视角下已知世界坐标的角点及其对应图像坐标, 求解相机内参矩阵 $\mathbf{K}$ 和畸变系数 $\mathbf{d}$ 。

设第 i 幅图像中标定板角点的世界坐标为 $\mathbf{X}_j$ (均在 $Z = 0$ 平面上), 对应图像坐标为 $\mathbf{x}_{ij}$, 则标定问题转化为最小化重投影误差的优化问题:

$$\min_{\mathbf{K}, \mathbf{d}, \mathbf{R}_i, \mathbf{t}_i} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \|\mathbf{x}_{ij} - \pi(\mathbf{K}, \mathbf{d}, \mathbf{R}_i, \mathbf{t}_i, \mathbf{X}_j)\|^2 \quad (3.6)$$

其中 $\pi(\cdot)$ 为投影函数, M 为图像数量, N 为每幅图像的角点数量。标定过程中需确保标定板以不同姿态充分覆盖相机的视野范围——包括不同距离 (近、中、远)、不同倾斜角度和不同旋转方向。本系统标定获得的等效焦距约为 $f_x \approx 1247$ 像素, $f_y \approx 1257$ 像素, 主点位于 $(c_x, c_y) \approx (754, 529)$ 像素处, 平均重投影误差约为 0.022 像素, 满足精度要求。图3.2展示了标定过程中的典型采集场景。

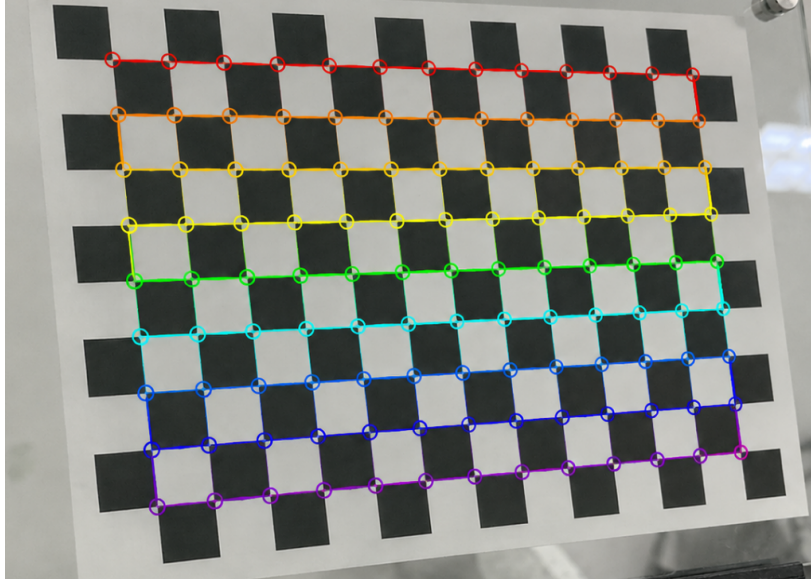


图 3.2 棋盘格采集场景

3.3 目标矩形检测

目标矩形检测是 PnP 位姿解算的前置步骤，需要在复杂背景中准确提取矩形靶面的四个角点。本系统采用基于 Otsu 自适应阈值分割与轮廓分析的检测策略，其处理流程如图3.3所示。

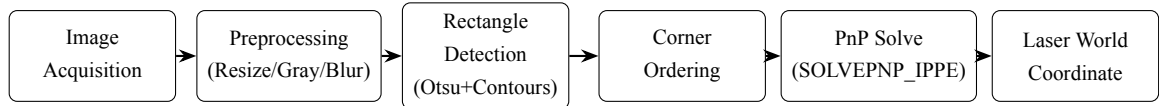


图 3.3 视觉处理流水线

首先对输入图像进行预处理。将 BGR 彩色图像缩放至原始分辨率的 50%（即 720×540 像素）以降低计算量，转换为灰度图后进行 5×5 高斯滤波以抑制传感器噪声。缩放因子 0.5 的选择考虑了检测可靠性与计算速度之间的平衡：在该分辨率下， $305 \times 215\text{mm}$ 的靶面在 0.5m 距离处约占图像面积的 15–30%，矩形轮廓特征清晰可辨，同时 GPU（CUDA）或 CPU 上的处理耗时可控。

然后进行 Otsu 自适应阈值二值化^[4]。Otsu 算法通过最大化类间方差自动确定最优分割阈值。设图像的灰度级为 L ，像素总数为 N ，灰度值为 i 的像素数为 n_i ，归一化直方图为 $p_i = n_i/N$ 。将像素按阈值 k 分为前景 C_0 （灰度 $< k$ ）和背景 C_1 （灰度 $\geq k$ ），两类出现的概率分别为 $\omega_0(k) = \sum_{i=0}^{k-1} p_i$ 和 $\omega_1(k) = \sum_{i=k}^{L-1} p_i$ ，类内均值分别为 $\mu_0(k)$ 和 $\mu_1(k)$ ，总均值为 μ_T 。则类间方差定义为：

$$\sigma_B^2(k) = \omega_0(k) [\mu_0(k) - \mu_T]^2 + \omega_1(k) [\mu_1(k) - \mu_T]^2 \quad (3.7)$$

最优阈值 $k^* = \arg \max_k \sigma_B^2(k)$ 。实际使用 THRESH_BINARY_INV 标志进行反二值化，使矩形区域呈现为白色前景，便于后续轮廓提取。二值化后的图像经 3×3 核的形态学闭运算（先膨胀后腐蚀）填充分割产生的孔洞。

图3.4展示了 Otsu 二值化和形态学处理的效果。

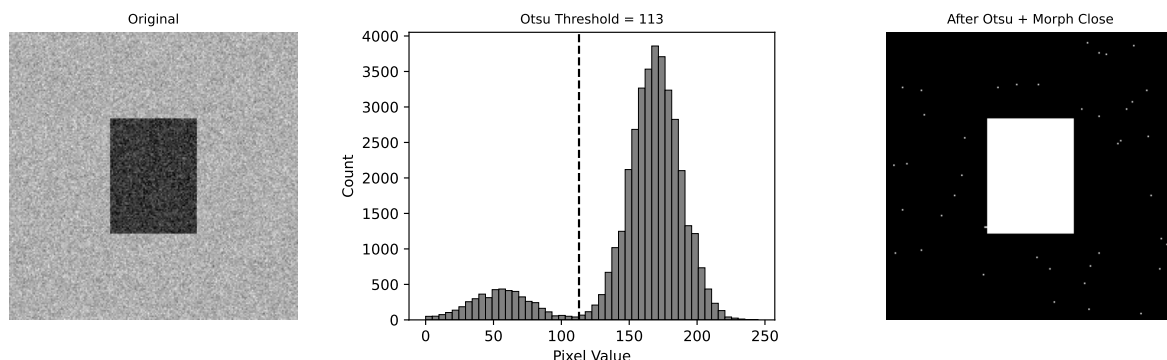


图 3.4 Otsu 自适应阈值二值化处理效果示意

最后对预处理后的二值图像进行轮廓检测。使用 findContours 函数（RETR_TREE 模式）提取完整轮廓层级信息。RETR_TREE 模式构建了包含父-子-兄弟关系的完整轮廓树：每个外轮廓可能包含内部子轮廓（如矩形靶面的内部区域在二值化后形成外轮廓-内轮廓的嵌套结构）。系统利用这一层级关系筛选目标矩形：首先，对所有外轮廓通过 approxPolyDP 进行多边形逼近（精度因子 0.02），筛选轮廓近似为四边形且为凸多边形的候选；然后，检查该四边形轮廓是否存在一个满足以下条件的直系子轮廓（即仅包含一个子轮廓，且该子轮廓无兄弟、无子轮廓、同时满足面积要求且近似四边形）。这种嵌套结构条件是本系统矩形检测的关键判别依据——它利用了靶面矩形在二值化后呈现为“黑色边框包围白色内部区域”的物理特征，有效过滤了背景中的单一四边形噪声。面积阈值设定为图像总面积的 1%（在 720×540 下约 3888 像素），用于排除过小的伪矩形。

取满足条件且面积最大的外轮廓作为矩形检测结果，提取其四个顶点作为 PnP 解算的输入。

3.4 角点排序

approxPolyDP 返回的四个角点顺序不确定，无法直接对应到世界坐标系中的矩形顶点。本系统通过分析矩形的几何特性对各角点进行身份识别与排序。

靶面矩形已知物理尺寸为：长边 $L = 305\text{mm}$ ，宽边 $W = 215\text{mm}$ 。在透视投影下，矩形在图像中呈现为一般四边形，但其边长关系保留了部分三维信息——通常矩形的短边在图像中仍然较短。基于此原理，角点排序的具体步骤为：第一，计算检测到的四个顶点间首尾相连的四条边的长度；第二，按边长升序排列，取前两条最短边作为矩形的短边（对应物理宽度 W ）；第三，比较两条短边中点的 x 坐标，中点 x 较小者为左短边，另一条为右

短边；第四，在左短边上， y 坐标较小的端点为左上角点 (TL)， y 较大的为左下角点 (BL)；第五，在右短边上， y 坐标较小的端点为右上角点 (TR)， y 较大的为右下角点 (BR)。

该排序方法的潜在失效场景出现在极端透视角度下：当相机与靶面的夹角较大时，投影后的短边可能比长边更长（因为透视缩短效应主要作用于长边方向）。在本系统的工作包络（视角 $\pm 40^\circ$ ）内，经实际测试验证，短边在图像中的投影长度仍始终小于长边，保证了排序的正确性。最终返回逆时针序排列的四个角点：[TL, BL, BR, TR] 及其对应的世界坐标。

3.5 PnP 位姿解算

PnP (Perspective-n-Point) 问题的目标^[2]是：已知 n 个三维空间点在世界坐标系中的坐标及其在图像平面上的投影位置，求解相机相对于世界坐标系的位姿（即旋转矩阵 $\mathbf{R}$ 和平移向量 $\mathbf{t}$ ）。当 $n = 4$ 且四个点共面时（正如矩形靶面的四个角点均位于 $Z_w = 0$ 平面上），PnP 问题存在唯一解。PnP 解算的几何关系如图3.5所示。

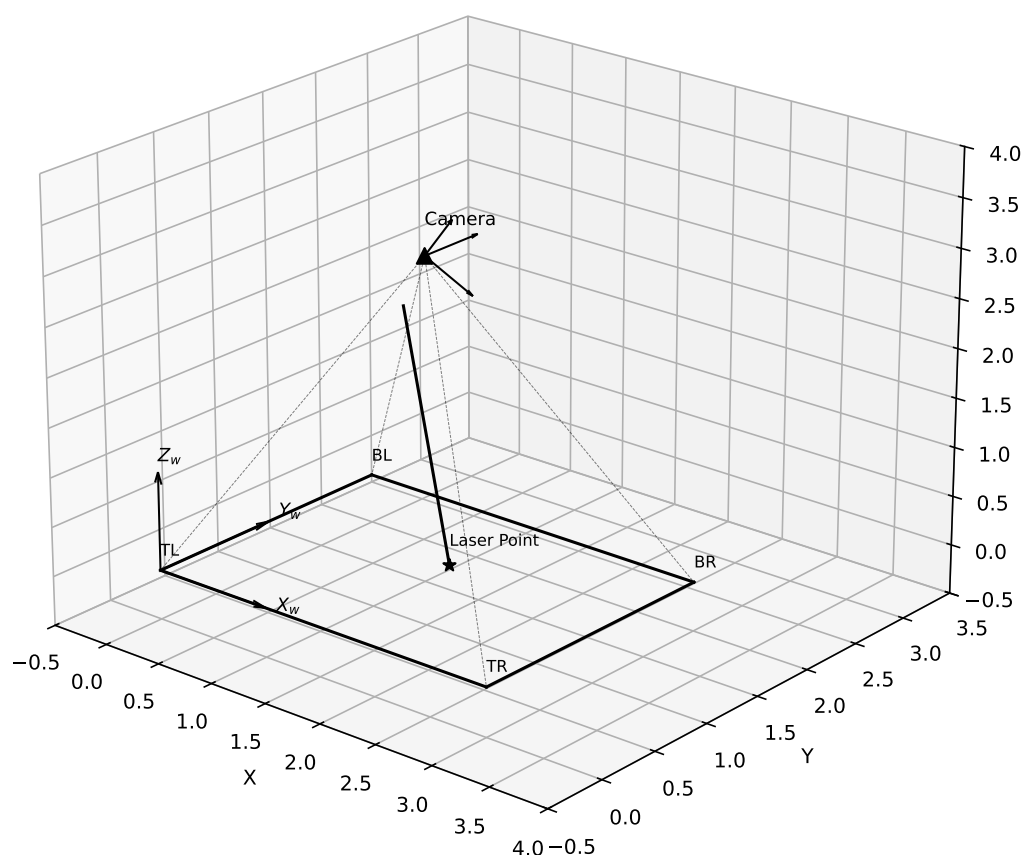


图 3.5 PnP 位姿解算与激光点计算的几何关系

将四个矩形角点的世界坐标（均位于 $Z_w = 0$ 平面）构造为 4×3 矩阵：

$$\mathbf{X}_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & W & 0 \\ L & W & 0 \\ L & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

对应的图像坐标为 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_{TL}, \mathbf{x}_{BL}, \mathbf{x}_{BR}, \mathbf{x}_{TR}]^T$ （已按角点排序结果排列）。本系统调用 OpenCV 的 solvePnP 函数，选用 SOLVEPNP_IPPE 算法求解。

IPPE (Infinitesimal Plane-based Pose Estimation) 算法的核心思想是利用四个共面点的几何约束，将 PnP 问题先转化为平面单应矩阵 (Homography) 的估计，再从中分解出位姿参数。具体而言：四个共面的世界-图像对应点可以唯一地确定一个 3×3 单应矩阵 $\mathbf{H}$ ，满足 $\mathbf{x} \sim \mathbf{H}\mathbf{X}$ （在 $Z_w = 0$ 条件下， $\mathbf{H} = \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2 \ \mathbf{t}]$ ，其中 $\mathbf{r}_1$ 和 $\mathbf{r}_2$ 为 $\mathbf{R}$ 的前两列）。IPPE 算法计算两个可能的位姿解（对应于平面前后的两组解），再依据第三个世界点（第四个共面点提供约束信息）的投影一致性在两个候选解中做出选择。相比通用的迭代法 (SOLVEPNP_ITERATIVE)，IPPE 避免了因初值选择不当导致的收敛失败；相比 EPnP (SOLVEPNP_EPNP，最小需 5 个非共面点)，IPPE 专为共面四点场景设计，具有更快的求解速度和更好的数值稳定性。

PnP 解算输出为旋转向量 $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^3$ (Rodrigues 形式) 和平移向量 $\mathbf{t} \in \mathbb{R}^3$ 。旋转向量通过 Rodrigues 公式转换为旋转矩阵：

$$\mathbf{R} = \cos \theta \cdot \mathbf{I} + (1 - \cos \theta) \cdot \mathbf{n}\mathbf{n}^T + \sin \theta \cdot \mathbf{n}^\wedge \quad (3.9)$$

其中 $\theta = \|\mathbf{r}\|$ 为旋转角， $\mathbf{n} = \mathbf{r}/\theta$ 为旋转轴的单位向量， $\mathbf{n}^\wedge$ 为 $\mathbf{n}$ 的反对称矩阵。平移向量 $\mathbf{t}$ 的物理含义为世界坐标系原点在相机坐标系下的位置。

3.6 激光点世界坐标解算

激光落点的位置计算不依赖图像中的激光光斑检测，而是基于事先标定的相机-激光器刚体关系进行模型解算，具有更好的环境光照鲁棒性。该过程分为离线标定和在线解算两个阶段。

3.6.1 激光器-相机联合标定

激光器与相机刚性连接后，激光束在相机坐标系下固定为一条空间直线。联合标定的目标是确定该直线的方程参数。标定过程如下：首先将棋盘格标定板以不同姿态放置在相机视野中，开启激光器使光斑投射在标定板上；然后对每幅图像，利用 PnP 解算标定板的外参 $\mathbf{R}_i$ 和 $\mathbf{t}_i$ ，同时提取激光点的亚像素坐标 (HSV 色彩空间过滤蓝紫色激光)；随后将激光点像素坐标反投影求交——对每个激光点 $\mathbf{p}_{laser}^{(i)}$ ，计算其在相机坐标系下的方向向量

$\mathbf{d}^{(i)} = \mathbf{K}^{-1}[u, v, 1]^T$ ，并与标定板平面方程求交，其中标定板法向量为 $\mathbf{n}^{(i)} = \mathbf{R}_i[:, 2]$ ，平面方程为 $\mathbf{n}^{(i)} \cdot (\mathbf{X} - \mathbf{t}_i) = 0$ ，交点坐标计算如下：

$$s = \frac{\mathbf{n}^{(i)} \cdot \mathbf{t}_i}{\mathbf{n}^{(i)} \cdot \mathbf{d}^{(i)}}, \quad \mathbf{P}_{cam}^{(i)} = s \cdot \mathbf{d}^{(i)} \quad (3.10)$$

最后，收集所有图像对应的相机坐标系激光点 $\{\mathbf{P}_{cam}^{(1)}, \mathbf{P}_{cam}^{(2)}, \dots\}$ ，使用主成分分析(PCA)拟合直线。将数据去中心化后计算协方差矩阵：

$$\mathbf{C} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\mathbf{P}_{cam}^{(i)} - \bar{\mathbf{P}}_{cam})(\mathbf{P}_{cam}^{(i)} - \bar{\mathbf{P}}_{cam})^T \quad (3.11)$$

对协方差矩阵进行奇异值分解： $\mathbf{C} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T$ ，第一主成分（最大特征值对应的特征向量） $\mathbf{u}_1 = \mathbf{U}[:, 0]$ 即为激光直线的方向向量 $\mathbf{d}_{cam}$ 。取该直线与相机 $Z_c = 0$ 平面的交点作为基准参考原点 O_{cam} （即 $t_{z0} = -\bar{z}/d_{cam,z}$ ， $O_{cam} = \bar{\mathbf{P}}_{cam} + t_{z0} \cdot \mathbf{d}_{cam}$ ）。选择 $Z_c = 0$ 平面交点作为原点而非数据质心的原因是： $Z_c = 0$ 平面的几何意义明确（相机正前方近场），作为直线参数化参考点有利于后续在线计算的数值稳定性，避免了沿直线方向的大距离外推。图3.6展示了联合标定的几何原理。

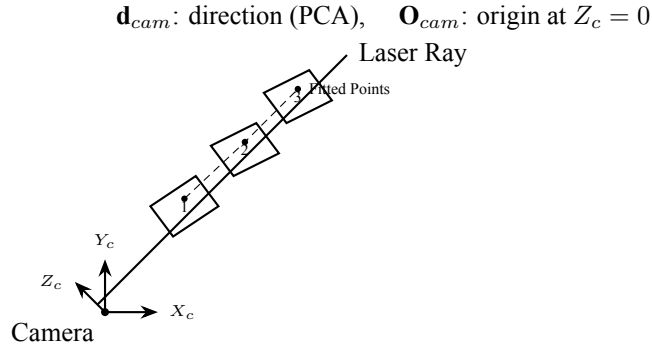


图 3.6 激光器-相机联合标定原理

3.6.2 在线位置解算

标定完成后，即可在实际运行中实时计算激光落点在世界坐标系下的位置。计算流程为以下三步。

第一步，坐标变换。将激光线的方向向量和基准起点从相机坐标系变换到世界坐标系。仅方向向量受旋转影响，起点同时受旋转和平移影响：

$$\mathbf{d}_{world} = \mathbf{R}^T \cdot \mathbf{d}_{cam} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{O}_{world} = \mathbf{R}^T \cdot (\mathbf{O}_{cam} - \mathbf{t}) \quad (3.13)$$

第二步，射线-平面求交。在世界坐标系下，激光射线方程为 $L(s) = O_{world} + s \cdot \mathbf{d}_{world}$ ，靶面平面方程为 $Z_{world} = 0$ 。联立求解得到参数 s ：

$$s = -\frac{O_{world,z}}{d_{world,z}} \quad (3.14)$$

第三步，代入射线方程得到交点世界坐标：

$$\mathbf{P}_{world} = \mathbf{O}_{world} + s \cdot \mathbf{d}_{world} = \begin{bmatrix} O_{world,x} + s \cdot d_{world,x} \\ O_{world,y} + s \cdot d_{world,y} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

将激光点的世界坐标 (x, y) 相对于矩形尺寸进行归一化处理，得到归一化测量值 $(\tilde{x}, \tilde{y}) = (x/L, y/W)$ 。参考值设定为矩形中心 $(\tilde{x}_{ref}, \tilde{y}_{ref}) = (0.5, 0.5)$ 。将测量值与参考值打包为 Float32MultiArray 消息发布至/vision/target 话题，供云台控制节点使用。

3.7 GPU 加速与计算复杂度分析

Jetson Orin Nano Super 搭载 NVIDIA Ampere 架构 GPU (1024 CUDA 核心)，本系统的视觉流水线可选启用 CUDA 加速。在 CUDA 模式下，图像缩放 (cv2.cuda.resize)、色彩空间转换 (cv2.cuda.cvtColor) 和高斯滤波 (cv2.cuda.GaussianBlur) 均卸载至 GPU 执行，CPU 仅负责轮廓检测、PnP 解算等串行逻辑。经实测对比，CUDA 模式下预处理阶段耗时约为 CPU 模式的 40–50%，在 30fps 帧率要求下为后续算法留出了更多的时间预算。

从计算复杂度角度分析各阶段的时间预算。设缩放后图像为 $N = 720 \times 540 \approx 3.9 \times 10^5$ 像素：预处理阶段 (resize + grayscale + GaussianBlur) 的复杂度为 $O(N)$ ，经 CUDA 加速后约耗时 3-5ms；Otsu 二值化需遍历 256 级灰度直方图，复杂度为 $O(256)$ ，可忽略不计；形态学闭运算遍历全部像素一次 (膨胀) + 一次 (腐蚀)，复杂度为 $O(N)$ ，约耗时 2-3ms (3×3 核)；轮廓检测 (findContours + RETR_TREE) 的复杂度为 $O(N \log N)$ (边界跟踪 + 层级构建)，是本流水线中最耗时的环节之一，约耗时 5-7ms；多边形逼近 (approxPolyDP) 和角点排序的复杂度为 $O(M)$ ，其中 M 为轮廓点数 (远小于 N)，可忽略不计；PnP 解算 (IPPE, 4 点) 为 $O(1)$ 。总体而言，在 720×540 分辨率下，不启用 CUDA 时单帧处理约需 15-20ms (50-66fps 理论上限)，启用 CUDA 时约需 10-12ms (83-100fps 理论上限)，均满足 30fps 的实时约束并有足够的时间余量。

第 4 章 控制策略设计

4.1 PID 控制理论基础

PID（比例-积分-微分）控制器是工业控制领域中应用最为广泛的反馈控制算法。其基本思想是根据参考值 $r(t)$ 与实际测量值 $y(t)$ 之间的偏差 $e(t) = r(t) - y(t)$ ，通过比例（P）、积分（I）、微分（D）三个环节的线性组合计算控制量 $u(t)$ ：

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

其中 K_p 、 K_i 、 K_d 分别为比例、积分和微分增益系数。比例项直接对应当前偏差，负责基本的误差校正；积分项累积历史偏差，用于消除稳态误差；微分项反映偏差变化趋势，提供超前校正以抑制振荡。

从频域角度分析，PID 控制器在 Laplace 域的传递函数为：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.2)$$

该传递函数表明：比例项提供全频段恒定增益；积分项在低频段提供高增益（ $s \rightarrow 0$ 时 $G_c \rightarrow \infty$ ），保证系统的无静差跟踪能力；微分项在高频段提供递增增益（ $s \rightarrow \infty$ 时 $G_c \rightarrow \infty$ ），对高频噪声具有放大效应，因此实际应用中必须对微分项进行低通滤波。图4.1展示了典型 PID 控制器的频率响应特性，清晰可见微分滤波器在高频段对增益的限制作用。

在数字控制系统中，将连续 PID 离散化为位置式算法。设控制周期为 Δt ，第 k 步的偏差为 e_k ，则离散 PID 的计算公式为：

$$u_k = K_p e_k + K_i \sum_{j=0}^k e_j \Delta t + K_d \frac{e_k - e_{k-1}}{\Delta t} \quad (4.3)$$

4.1.1 PID 改进措施详析

本系统在标准位置式 PID 基础上引入了八项实用改进措施，每项措施针对特定的控制性能瓶颈进行设计。以下逐条展开论述。

梯形积分（Trapezoidal Integration）。标准位置式 PID 以矩形法近似积分，即 $I_k = K_i e_k \Delta t$ 。当误差在相邻两个控制周期之间发生较大变化时，矩形近似会引入数值积分误差。梯形积分以 $\frac{e_k + e_{k-1}}{2} \Delta t$ 替代 $e_k \Delta t$ 进行积分增量计算，利用当前和前一步误差的均值来近似积分面积。几何直观上，这是以梯形面积替代矩形面积，对被积函数（误差曲线）的线性化精度更高，可有效减小快变误差条件下的积分计算误差。

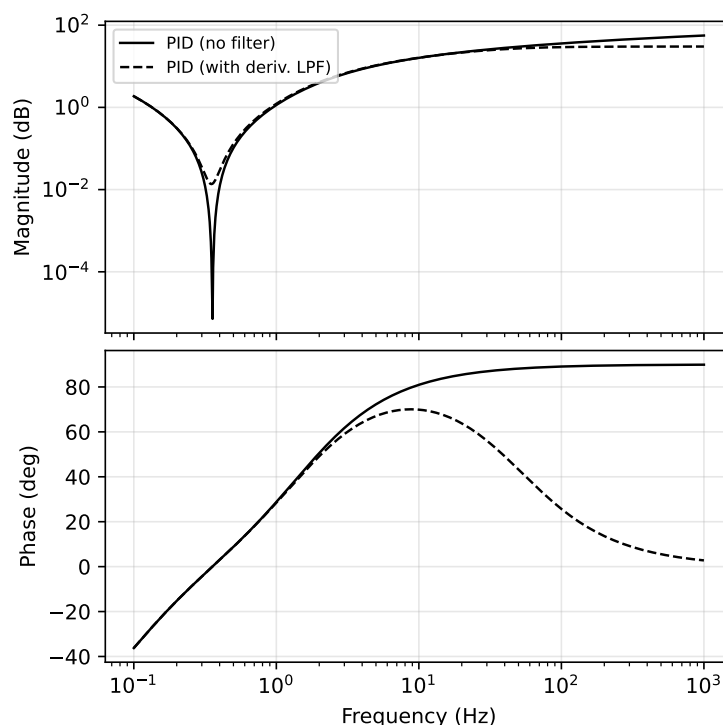


图 4.1 PID 控制器频率响应（含微分低通滤波）

变速积分 (Variable-Rate Integration)。传统积分在整个误差范围内以恒定速率累积，在较大初始误差阶段会造成积分过快增长，引发超调和长调节时间。变速积分机制根据偏差大小动态调整积分系数：定义两个阈值参数 A 和 B ，当 $|e| < B$ 时积分全效作用（积分系数 = 1），当 $B \leq |e| \leq A + B$ 时积分系数随 $|e|$ 线性衰减为 $(A + B - |e|)/A$ ，当 $|e| > A + B$ 时完全关闭积分（积分系数 = 0）。这一策略在远距离阶段抑制积分累积以避免过饱和，在近距离阶段释放完整的积分消除能力以消除静差。

积分限幅 (Integral Limit)。当执行器达到饱和（输出限幅边界）时，若积分项因持续累积的偏差仍在增长，会产生积分饱和（Integral Windup）现象——控制器输出已到达物理极限但积分器仍在积分，导致系统在偏差符号反转后需要较长时间才能退出饱和区。积分限幅在两种条件下将当前积分增量置零：第一，总输出已超过最大输出限幅且积分仍在向同方向累积；第二，累加后的积分项已超过预设的积分上限。该措施确保积分项在输出饱和时不再继续累积，从而避免积分饱和引起的大幅度超调和长调节时间。

微分先行 (Derivative on Measurement, DOM)。标准 PID 对参考值和测量值的偏差 e_k 进行微分。当参考值发生阶跃变化时（如目标位置突变或模式切换），偏差的瞬时变化率极大，微分项会产生剧烈的冲击输出。DOM 策略仅对测量值 y_k 进行微分运算： $D_{out} = K_d(y_{k-1} - y_k)/\Delta t$ 。由于测量值（物理量）的变化过程受系统惯性约束，其变化率不会出现人为阶跃，因而从根本上消除了参考值突变引起的微分冲击。

微分低通滤波。微分运算对高频噪声的放大效应是 PID 控制中的经典问题——频率为 f 的噪声分量经微分后被放大 $2\pi f K_d$ 倍。本系统以 $D_{out} = D_{out} \cdot \Delta t / (RC + \Delta t) + D_{out}^{prev} \cdot RC / (RC + \Delta t)$ 的形式对微分项进行一阶低通滤波，其中时间常数 RC 决定滤波截止频率。该滤波器在微分输出路径上串接，等效于在 Laplace 域的微分传递函数 $K_d s$ 中引入一阶惯性环节 $1/(RCs + 1)$ ，从而在保持低频段微分作用的同时衰减高频噪声分量（如图4.1高频段所示）。

输出滤波与限幅。输出低通滤波（Output LPF）对最终控制量 u_k 进行一阶平滑处理，抑制相邻控制周期之间因测量噪声引起的输出跳变，使执行器运动更加平缓。输出限幅（Output Clamp）将控制量约束在 $[-u_{max}, u_{max}]$ 范围内，防止超出执行器的物理驱动能力。

Yaw 角误差修正。在角度环控制中，偏航角（Yaw）的定义域为 $[-180^\circ, 180^\circ]$ ，当设备从 $+179^\circ$ 运动到 -179° （跨越 $\pm 180^\circ$ 边界）时，数值上看偏差可达 358° ，但实际上最短旋转路径仅为 2° （反向旋转）。Yaw 角误差修正逻辑在偏差 $|e| > 180^\circ$ 时自动减去 360° （或加回 360° ），使控制器始终选择最短旋转路径。

电机堵转检测。当输出接近最大限幅值且误差长时间大于 95%（即 $|e|/|r| > 0.95$ ）时，系统判断电机处于堵转状态。实现上，每次 PID 计算时若输出已接近最大值且误差巨大，则累计堵转计数器；当计数器超过阈值（500 次）时，触发堵转故障标志，通知上层状态机采取保护措施（如关闭 PWM 输出或切换至安全模式）。

4.2 底盘三环串级 PID 控制

底盘运动控制采用三环串级 PID 架构，从外到内依次为位置环、角度环和速度环，如图4.2所示。每个外环的输出作为内环的参考输入，形成逐级嵌套的闭环结构。这种串级架构的优势在于：内环（速度环）负责抑制电机和负载的快速扰动，中环（角度环）保持航向稳定，外环（位置环）实现轨迹跟踪，各环频率逐级递减，充分利用了不同传感器的带宽特性。

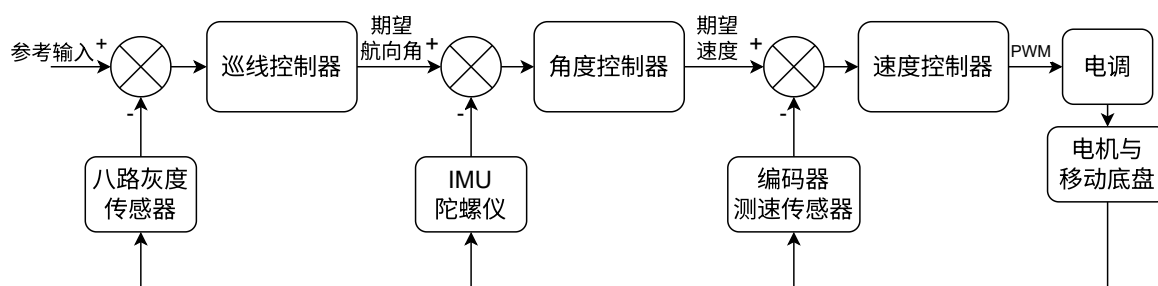


图 4.2 底盘三环串级 PID 控制架构

位置环运行频率为 50Hz，以灰度传感器阵列的加权平均偏差作为反馈量。八路灰度传感器按等间距排列，位置索引依次为 $\{-4, -3, -2, -1, +1, +2, +3, +4\}$ ，通道距离相等。设

第 i 路传感器的归一化模拟量读数为 a_i ($0 \sim 1$, 值越大表示越接近黑色轨迹线), 则位置偏差的计算采用加权平均法:

$$e_{pos} = \frac{\sum_{i=1}^8 a_i \cdot idx_i}{\sum_{i=1}^8 a_i} \quad (4.4)$$

目标值为 $e_{target} = 0$, 即传感器阵列中心对准轨迹线中心。偏差 e_{pos} 经位置环 PID 计算后输出角度速率参考值 $\dot{\theta}_{ref}$, 该输出限幅为 $\pm 90^\circ/s$ 。图4.3展示了八通道灰度传感器的典型读数分布及加权偏差计算结果。

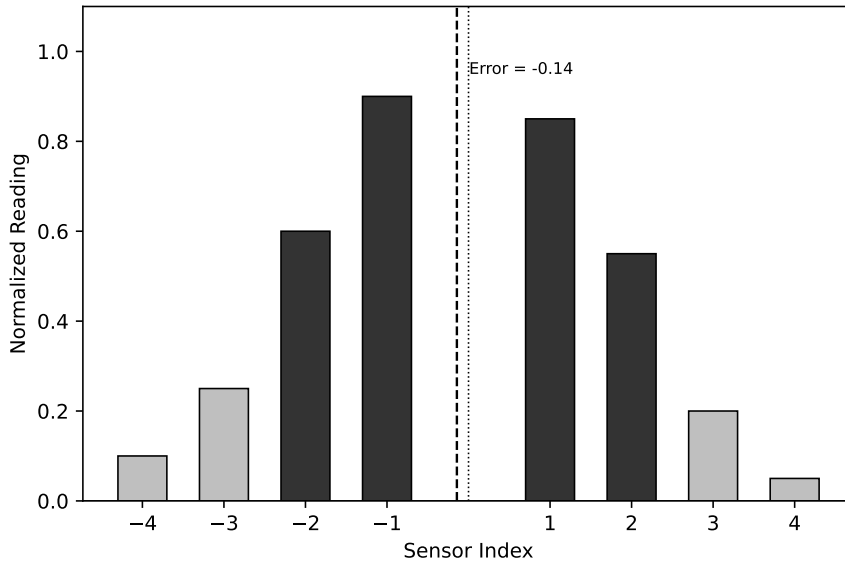


图 4.3 灰度传感器巡线偏差计算

角度环运行频率为 50Hz, 以 IMU 解算的偏航角 (Yaw) 为反馈量。其控制逻辑为: 首先将位置环输出的角度速率 $\dot{\theta}_{ref}$ 积分叠加到当前角度参考值上, 即 $\theta_{ref} \leftarrow \theta_{ref} + \dot{\theta}_{ref} \cdot \Delta t$; 然后计算角度偏差 $e_{yaw} = \theta_{ref} - \theta_{yaw}$, 经 Yaw 角误差修正后送入角度环 PID 计算, 输出左右轮速差 $\Delta\omega$; 最后通过差分分解生成左右轮速指令: $\omega_{left} = \omega_{base} - \Delta\omega$, $\omega_{right} = \omega_{base} + \Delta\omega$, 其中 ω_{base} 为基础直行速度。角度环启用微分先行和 Yaw 误差修正, 输出限幅为 ± 25 编码器单位。基础直行速度在自动模式下设定为预设常量 AUTO_MODE_BASE_SPEED。

速度环运行频率为 100Hz, 以霍尔编码器测得的实时转速为反馈量。两个电机各配置独立的 PI 控制器 ($K_p=300$, $K_i=150$), 通过 PWM 波驱动 DRV8701E 电驱模块实现速度跟踪。速度环作为最内环, 承担着快速扰动抑制和电机动态特性补偿的关键作用。

此外, 底盘控制中还针对特定场景设计了子任务逻辑。以自动右转 90 度为例: 当位置环检测到特定三路灰度传感器 (R4、R3、R2) 同时踩黑时, 触发右转子任务——记录当前 Yaw 角, 设定目标角度为当前角度减 85 度, 以固定角速度 (-57 度/秒) 旋转, 直至实际角度与目标角度的偏差小于 5 度阈值后恢复正常的巡线位置环控制。图4.4给出了该右转子任务的状态机模型。

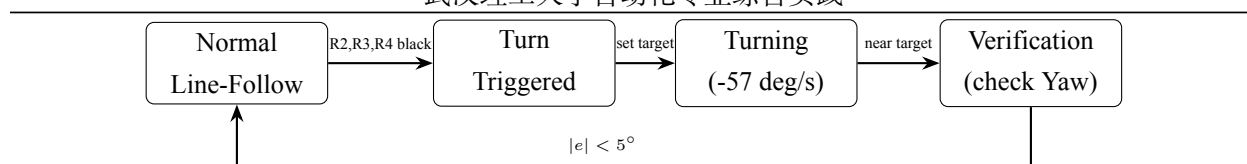


图 4.4 底盘 90 度右转有限状态机

选择旋转 85 度而非 90 度的原因在于：第一，MSPM0G3507 的 Mahony AHRS 在动态旋转条件下存在约 3–5 度的短时估计滞后，过度追求精确 90 度反而可能导致出弯后的残余修正量过大；第二，轮胎与地面之间存在滑动摩擦，轮式里程计的几何推导与真实转向角之间存在差异；第三，实际调试中 85 度目标角度配合出弯后灰度传感器闭环恢复的综合轨迹偏差最小。旋转角速度-57 度/秒的选择基于多次实验验证：过快会导致 IMU 估计滞后增大和轮胎打滑，过慢则转弯时间过长影响整体巡线效率。

这种有限状态机与连续 PID 控制相结合的策略，使系统能够灵活应对场地中的各种几何变化。同时，位置环计算的实时角度速率也通过 0xA9 帧格式发送给云台 MCU，作为前馈补偿项辅助云台在底盘转弯时保持目标锁定。

4.3 Mahony AHRS 姿态解算

底盘 IMU (ICM-42688-P) 的姿态解算采用 Mahony 互补滤波算法^[5]。该算法利用加速度计的低频稳定性校准陀螺仪的高频精度，以较低的计算复杂度实现准确的姿态估计，特别适合 MSPM0G3507 这类计算资源有限的微控制器。图4.5给出了姿态解算的完整数据流。

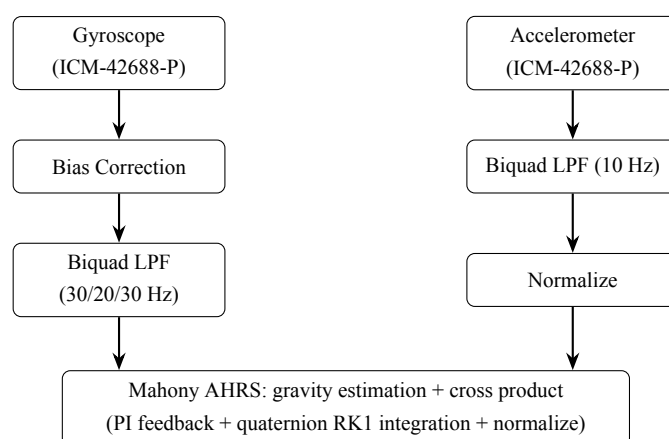


图 4.5 Mahony AHRS 姿态解算流程

姿态以四元数 $\mathbf{q} = [q_0, q_1, q_2, q_3]^T$ 表示。算法在每步迭代中执行以下计算。

首先进行传感器数据滤波与标定。陀螺仪和加速度计的原始数据分别经过双二阶低通滤波器处理以抑制噪声。陀螺仪 X 轴和 Z 轴采用 30Hz 截止频率的 Butterworth 滤波器 ($Q=0.7071$)，Y 轴采用 20Hz 截止频率的 Bessel 滤波器 ($Q=0.5773$)，加速度计三轴统一采

用 10Hz 截止频率的 Bessel 滤波器 ($Q=0.5773$), 以提取低频的重力矢量信息。图4.6展示了三种滤波器配置的频率响应特性。

陀螺仪在上电初始化时进行零偏校准: 在设备完全静止条件下采集 3 秒数据, 每秒采样 1000 点取均值, 再对 3 秒的均值取平均, 乘以陀螺仪比例因子得到三轴的零偏 ($\omega_{bx}, \omega_{by}, \omega_{bz}$)。后续每次读数自动减去该零偏值。

然后由当前姿态四元数估计重力方向在传感器坐标系下的投影:

$$\hat{\mathbf{g}} = \begin{bmatrix} 2(q_1q_3 - q_0q_2) \\ 2(q_0q_1 + q_2q_3) \\ q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

计算估计重力方向与归一化加速度计测量值 $\bar{\mathbf{a}}$ 之间的叉积, 得到姿态误差向量:

$$\mathbf{e} = \bar{\mathbf{a}} \times \hat{\mathbf{g}} \quad (4.6)$$

将该误差经 PI 反馈环节修正陀螺仪角速度:

$$\omega_{corr} = \omega_{meas} + K_p \cdot \mathbf{e} + K_i \cdot \int \mathbf{e} dt \quad (4.7)$$

其中比例增益 $2K_p = 1.0$ (即 $K_p = 0.5$), 积分增益 $2K_i = 0.0$ (关闭积分通道, 仅依赖比例反馈)。修正后的角速度用于四元数的一阶龙格-库塔 (RK1) 积分更新:

$$\mathbf{q}_{k+1} = \mathbf{q}_k + \frac{\Delta t}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \mathbf{q}_k \quad (4.8)$$

每次积分后对四元数进行归一化以确保其保持单位范数:

$$\mathbf{q} \leftarrow \frac{\mathbf{q}}{\|\mathbf{q}\|} \quad (4.9)$$

归一化运算中使用了快速平方根倒数算法^[12]替代标准浮点除法, 在 M0+ 核心上显著提升了计算效率。该算法的核心 C 语言实现为经典的 Quake III magic number 方法, 仅需一次 Newton-Raphson 迭代即可获得约 0.1% 精度的近似值。

最后从旋转矩阵中提取欧拉角。旋转矩阵由四元数直接计算:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 - 2(q_2^2 + q_3^2) & 2(q_1q_2 - q_0q_3) & 2(q_1q_3 + q_0q_2) \\ 2(q_1q_2 + q_0q_3) & 1 - 2(q_1^2 + q_3^2) & 2(q_2q_3 - q_0q_1) \\ 2(q_1q_3 - q_0q_2) & 2(q_2q_3 + q_0q_1) & 1 - 2(q_1^2 + q_2^2) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

欧拉角（ZYX 旋转顺序）的计算公式为：

$$\theta_{pitch} = \arcsin(R_{31}) \quad (4.11)$$

$$\theta_{roll} = \arctan 2(R_{21}, R_{11}) \quad (4.12)$$

$$\theta_{yaw} = \arctan 2(R_{32}, R_{33}) \quad (4.13)$$

为处理 Yaw 角在 $\pm 180^\circ$ 处的周期性跳变，系统维护一个圈数计数器。每次更新时检测相邻两次 Yaw 值的变化量：若差值 $> 180^\circ$ 则圈数减 1，若差值 $< -180^\circ$ 则圈数加 1，由此可获得连续无跳变的绝对偏航角。

4.4 双二阶数字滤波器设计

本系统在 IMU 数据预处理环节使用了双二阶（Biquad）数字滤波器，其通用传递函数为：

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.14)$$

对于低通滤波器，系数由截止频率 f_c 、采样率 f_s 和品质因数 Q 决定：

$$\omega_0 = 2\pi f_c / f_s \quad (4.15)$$

$$\alpha = \sin(\omega_0) / (2Q) \quad (4.16)$$

$$b_0 = (1 - \cos \omega_0) / 2 \quad (4.17)$$

$$b_1 = 1 - \cos \omega_0 \quad (4.18)$$

$$b_2 = b_0 \quad (4.19)$$

$$a_0 = 1 + \alpha \quad (4.20)$$

$$a_1 = -2 \cos \omega_0 \quad (4.21)$$

$$a_2 = 1 - \alpha \quad (4.22)$$

差分方程实现为 $y[n] = (b_0/a_0)x[n] + (b_1/a_0)x[n-1] + (b_2/a_0)x[n-2] - (a_1/a_0)y[n-1] - (a_2/a_0)y[n-2]$ ，仅需存储两组历史值 $(x[n-1], x[n-2], y[n-1], y[n-2])$ ，内存占用极小。滤波器配置使用三个不同品质因数以适应不同传感器特性：陀螺仪 X/Z 轴选用 Butterworth 特性（ $Q=0.7071$ ，通带最平坦），陀螺仪 Y 轴和加速度计选用 Thomson-Bessel 特性（ $Q=0.5773$ ，群延迟最平坦，相位失真最小），以保证姿态解算中各轴数据的相位一致性。

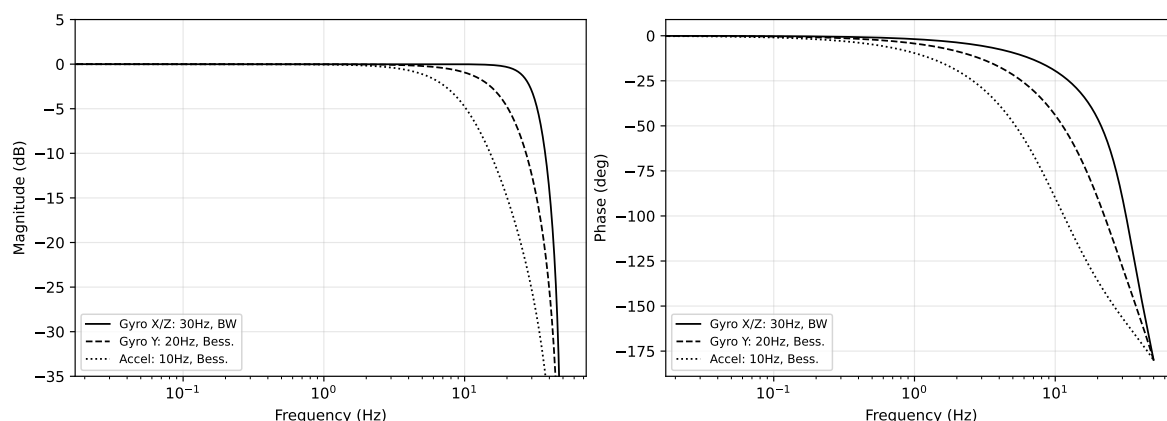


图 4.6 双二阶低通滤波器频率响应

4.5 云台三环控制

云台控制同样采用三环串联结构，但层级划分与底盘有所不同，如图4.7所示。最内环为电机内置的速度/电流闭环（由 DM 系列电机的驱控一体化固件实现，运行于电机内部），中间环为角度环（主控读取 BMI088 角度信息，以角度误差经 PID 计算输出速度目标值），最外环为视觉位置环（接收视觉节点解算的激光点归一化坐标误差，经 PID 计算并积分后作为角度环的目标值）。

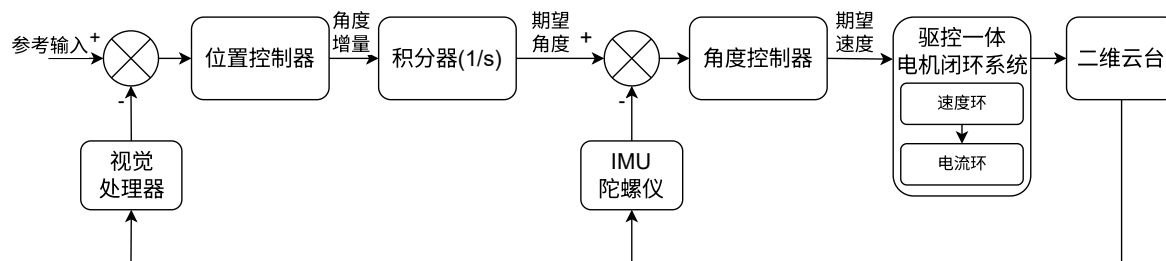


图 4.7 云台三环串级控制架构

视觉位置环的输入为来自/vision/target 话题的四元组 (m_x, r_x, m_y, r_y) ，分别表示激光点在 X 方向和 Y 方向的归一化测量值与参考值。以 X 方向为例，偏差为 $e_x = r_x - m_x$ ，该偏差经视觉 PID 计算后积分叠加至角度环参考值，从而驱动云台沿 Yaw 和 Pitch 方向修正瞄准点。云台的视觉环运行频率受 Jetson 视觉节点帧率制约，角度环则以 1kHz 高频运行以确保姿态稳定。

4.6 云台四元数扩展卡尔曼滤波

与底盘端运行 Mahony 互补滤波不同，云台端（STM32H723，M7 内核带双精度 FPU）采用基于四元数的扩展卡尔曼滤波^[7]（Quaternion EKF）进行姿态估计，以获得更高的姿态

估计精度和陀螺仪零偏在线估计能力。图4.8给出了云台四元数 EKF 的完整数据流，本节从状态模型、观测模型和算法实现三个层面对该滤波器进行论述。

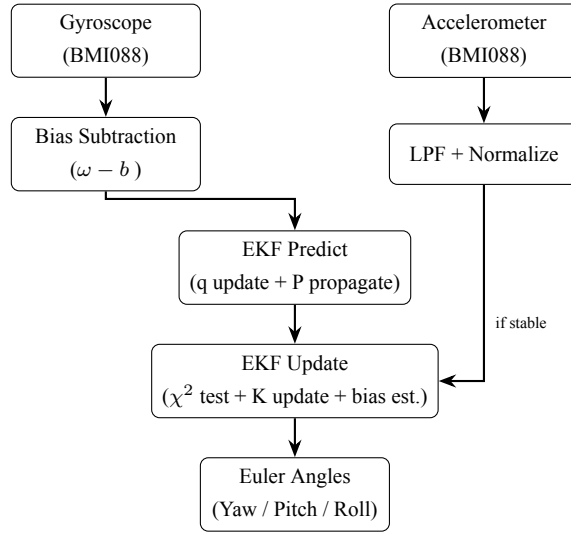


图 4.8 云台四元数 EKF 姿态解算数据流

4.6.1 状态向量与过程模型

EKF 的状态向量为 $\mathbf{x} = [q_0, q_1, q_2, q_3, b_{\omega x}, b_{\omega y}]^T$ ，包含四元数（4 维）和陀螺仪 X/Y 轴零偏（2 维），共计 6 维。注意 Z 轴陀螺仪零偏不进行估计——原因是 Z 轴（偏航）在重力矢量观测下不具有可观性（重力方向主要在 Z 轴，其绕 Z 轴的旋转分量无法被加速度计感知），强制估计 Z 轴零偏会导致滤波器发散。

过程模型基于四元数运动学方程：

$$\dot{\mathbf{q}} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega}_{corr}) \mathbf{q} \quad (4.23)$$

其中 $\boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega})$ 为角速度的四元数乘法矩阵：

$$\boldsymbol{\Omega}(\boldsymbol{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

修正后的角速度为 $\boldsymbol{\omega}_{corr} = \boldsymbol{\omega}_{meas} - \mathbf{b}_{\omega}$ ，其中 $\boldsymbol{\omega}_{meas}$ 为陀螺仪原始读数（含零偏）， $\mathbf{b}_{\omega}$ 为 EKF 估计的陀螺仪零偏。

时间更新采用一阶近似离散化。状态转移矩阵 $\mathbf{F}$ 在工作点处经线性化得到，其 4×4 左上角子块对应四元数的自转移（含 $\frac{1}{2} \boldsymbol{\omega} \Delta t$ 项）， 4×2 右上角子块对应零偏对四元数的影响（含 $-\frac{1}{2} \mathbf{q} \Delta t$ 线性化项），右下角 2×2 子块为单位矩阵（零偏在预测阶段保持不变）。

4.6.2 观测模型与卡方检验

观测模型以归一化的加速度计测量值作为重力方向观测：

$$\mathbf{z} = \frac{\mathbf{a}_{meas}}{\|\mathbf{a}_{meas}\|} \quad (4.25)$$

预测的重力方向由当前四元数估计计算：

$$\hat{\mathbf{g}} = \begin{bmatrix} 2(q_1q_3 - q_0q_2) \\ 2(q_0q_1 + q_2q_3) \\ q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

观测矩阵 $\mathbf{H}$ (3×6) 是 $\hat{\mathbf{g}}$ 关于四元数的 Jacobian 矩阵：

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -2q_2 & 2q_3 & -2q_0 & 2q_1 & 0 & 0 \\ 2q_1 & 2q_0 & 2q_3 & 2q_2 & 0 & 0 \\ 2q_0 & -2q_1 & -2q_2 & 2q_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

后两列为零，因为观测方程不含陀螺仪零偏的直接项——零偏仅通过过程模型间接影响状态。

卡方检验 (Chi-Square Test) 用于判断加速度计观测是否受外部运动加速度污染。在载体运动剧烈时（如底盘转弯、加减速），加速度计测量量包含了重力以外的运动加速度分量，此时若不加甄别地将其作为重力观测输入 EKF，将导致姿态估计严重偏离。EKF 通过比较当前观测残差的加权平方和与预设阈值 $\chi_{threshold}^2 = 10^{-8}$ 来判断加速度计数据的可用性：当残差超出阈值时，跳过本次观测更新（仅进行时间更新），仅依赖陀螺仪积分维持姿态；当载体恢复平稳运行时（角速度范数 $< 0.3 \text{ rad/s}$ 且加速度范数在 $9.8 \pm 0.5 \text{ m/s}^2$ 范围内），重新启用加速度计观测。

4.6.3 渐消滤波与自适应增益

EKF 在实际运行中面临的一个典型问题是陀螺仪零偏协方差的过度收敛：随着观测更新次数的累积，零偏状态对应的 $\mathbf{P}$ 矩阵元素持续减小，导致滤波器对后续真实零偏变化的响应能力逐步丧失。为解决这一问题，本系统引入了渐消滤波 (Fading Filter) 机制^[14]：

$$\mathbf{P}_{bias} \leftarrow \frac{\mathbf{P}_{bias}}{\lambda}, \quad \lambda = 0.9996 \quad (4.28)$$

其中 λ 为渐消因子（略小于 1），每次预测更新后将零偏对应的 $\mathbf{P}$ 矩阵元素除以 λ ，相当于对零偏协方差施加了一个微小的持续注入 (Inflation)，以防止其无限减小。同时， $\mathbf{P}$ 矩阵元素被限幅至 10000 以内，防止因长时间未获得有效观测而导致协方差发散。图 4.9 展示了 EKF 在初始收敛阶段的卡方检验统计量变化过程。

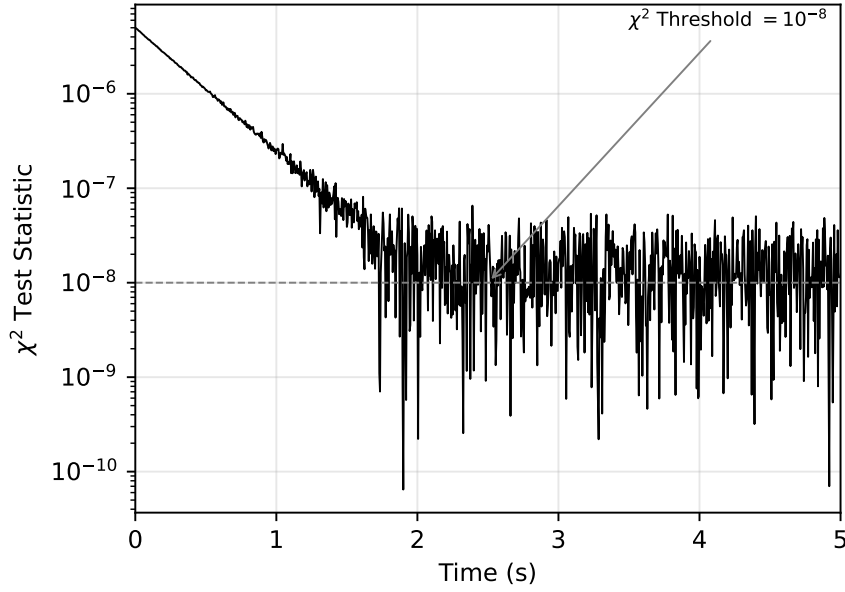


图 4.9 EKF 卡方检验统计量收敛过程

4.6.4 EKF 与 Mahony 滤波器的对比

表4.1对本系统中分别运行在云台（EKF）和底盘（Mahony）的两种姿态估计算法进行了对比。

4.7 IMU 辅助功能

本节的 IMU 均指云台端的 BMI088，其辅助功能包括安装校正、温度控制和运动加速度分解三项。

4.7.1 IMU 安装校正

BMI088 传感器芯片焊接在 DM-MC02 主控板上，其 X/Y/Z 敏感轴方向与云台机体坐标系的 X/Y/Z 轴并不天然重合（取决于 PCB 在云台结构上的安装方向）。安装校正通过 3×3 旋转矩阵 $\mathbf{R}_{IMU2BODY}$ 将 IMU 坐标系下的原始数据变换到机体坐标系：

$$\begin{bmatrix} x_{body} \\ y_{body} \\ z_{body} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{IMU2BODY} \cdot \begin{bmatrix} x_{imu} \\ y_{imu} \\ z_{imu} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

该旋转矩阵在代码中以宏定义 IMU2BODY_ROTATION 形式给出，由 PCB 安装方向和云台结构设计确定。陀螺仪和加速度计的三轴数据在每次 INS 任务更新（1kHz）时均经过该矩阵校正后再送入 EKF，确保滤波器的状态估计与云台的实际物理姿态一致。

表 4.1 EKF 与 Mahony 互补滤波对比

特性	Mahony AHRS (底盘)	Quaternion EKF (云台)
算法基础	非线性互补滤波、叉积误差 PI 反馈	扩展卡尔曼滤波、线性化状态转移
状态维度	4 (仅四元数)	6 (四元数 + 陀螺零偏 X/Y)
陀螺零偏估计	上电静止 3s 采样, 固定补偿	在线实时估计, 渐消滤波防过度收敛
异常检测	无 (固定增益 PI)	卡方检验拒绝大残差观测
计算复杂度	低 (30 次浮点乘/更新)	较高 (6×6 矩阵运算, CMSIS-DSP 加速)
运行平台	MSPM0G3507 (M0+, 无 FPU)	STM32H723 (M7, 双精度 FPU)
适用场景	计算资源受限、精度要求中等	需高精度零偏估计、有 FPU 支持

4.7.2 IMU 温度控制

MEMS 陀螺仪的零偏与温度密切相关——在未达到热平衡的条件下, 温度每变化 1°C , 陀螺仪零偏可能漂移 $0.01 \sim 0.05^{\circ}/\text{s}$ 。对于本系统的云台角度环 (1kHz, 累积时间长), 长时间运行中的温度漂移若不加补偿, 将导致 EKF 估计的姿态逐渐偏离真实值, 最终表现为激光光斑的缓慢漂移。

为解决这一问题, 本系统在 BMI088 芯片上配置了一路 PID 温控回路: 以 PT1000 测温电阻测量芯片温度作为反馈, 以 40°C 为恒温设定值, PID 控制器 ($K_p=400$, $K_i=5$, 仅积分限幅) 输出 PWM 信号 (TIM3 CH4) 驱动贴附在 BMI088 芯片上的加热电阻。温控回路以 500Hz 频率运行, 将芯片温度稳定在 $40 \pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 范围内, 使陀螺仪零偏工作在热平衡状态, 有效消除了温度变化引起的零偏漂移。

4.7.3 运动加速度分解

加速度计测量的是比力 (Specific Force), 包含重力加速度和载体运动加速度两个分量。在 EKF 中, 重力方向是唯一的观测信息, 若加速度计数据中混入了运动加速度分量而未加分离, 将导致观测失真。本系统利用 EKF 估计的四元数, 将导航坐标系下的重力矢量 $[0, 0, 9.81]^T \text{ m/s}^2$ 旋转到机体坐标系, 再从加速度计测量量中减去重力投影:

$$\mathbf{a}_{motion}^b = \mathbf{a}_{meas}^b - \mathbf{R}^{nb} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 9.81 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

得到的运动加速度再经一阶低通滤波（系数 0.0085）平滑后，用于后续的运动状态判断和加速度计观测的卡方检验门控。

第 5 章 实验与结果分析

5.1 实验平台与测试环境

实验平台由底盘系统、云台系统、视觉系统和调试终端四部分组成。底盘采用亚克力板作为主安装平台，前部安装八通道灰度传感器和 MSPM0G3507 主控板，尾部安装 DRV8701E 驱动模块和锂电池组。云台框架由 3D 打印制作，Yaw 轴和 Pitch 轴分别由 DM-G6220 和 DM-J4310 电机驱动，通过导电滑环实现 360 度连续旋转。视觉系统以 Jetson Orin Nano Super 为核心，连接海康 MV-CS016-10UC 工业相机和激光笔模块，相机镜头光轴近似水平朝向靶面方向。测试场地为标准白色底板，铺设有黑色胶带轨迹线，靶面为 305mm×215mm 的白色矩形平面。图5.1展示了测试场地的实际场景。

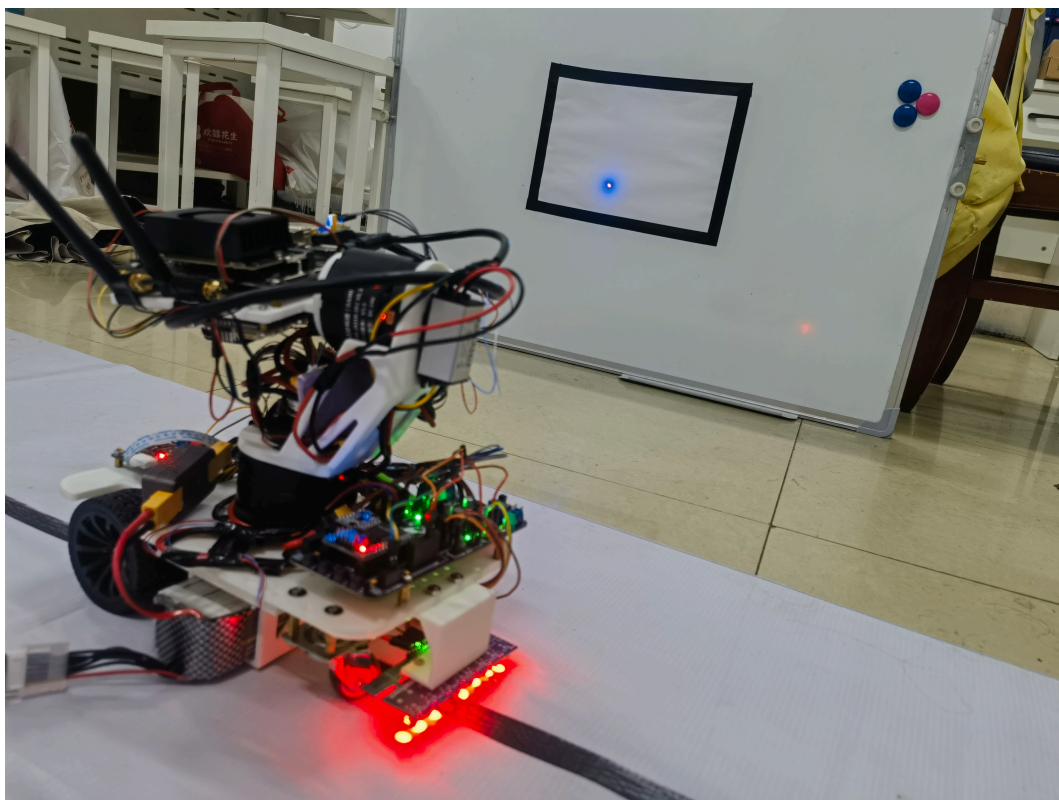


图 5.1 测试场地与实验平台

调试终端通过 WiFi 连接 Jetson，使用浏览器访问 Nginx 代理的 Vue3 前端页面，可实时查看视频流画面并切换工作模式。串口调试方面，底盘 MCU 和云台 MCU 分别通过 Jetson 串口外设和 CH341 USB 转 UART 模块与 Jetson 连接。

5.2 视觉检测与定位精度测试

视觉系统的核心性能指标包括矩形检测成功率、PnP 解算的稳定性以及激光落点预测的准确性。

在矩形检测方面，通过在不同光照条件（室内荧光灯、自然光、弱光）和不同视角（正对、倾斜 20 度、倾斜 40 度）下采集各 100 帧图像进行测试。检测成功定义为四个角点均被正确识别且排序无误。实验结果表明，在各种光照条件下和不同视角下检测成功率均达到 95% 以上，验证了矩形靶面检测算法的稳定性。Otsu 阈值在大面积白色背景和深色矩形组合的场景下表现稳定，自适应特性使其对整体光照变化具有一定鲁棒性。图5.2为实际运行中矩形框识别的可视化效果。

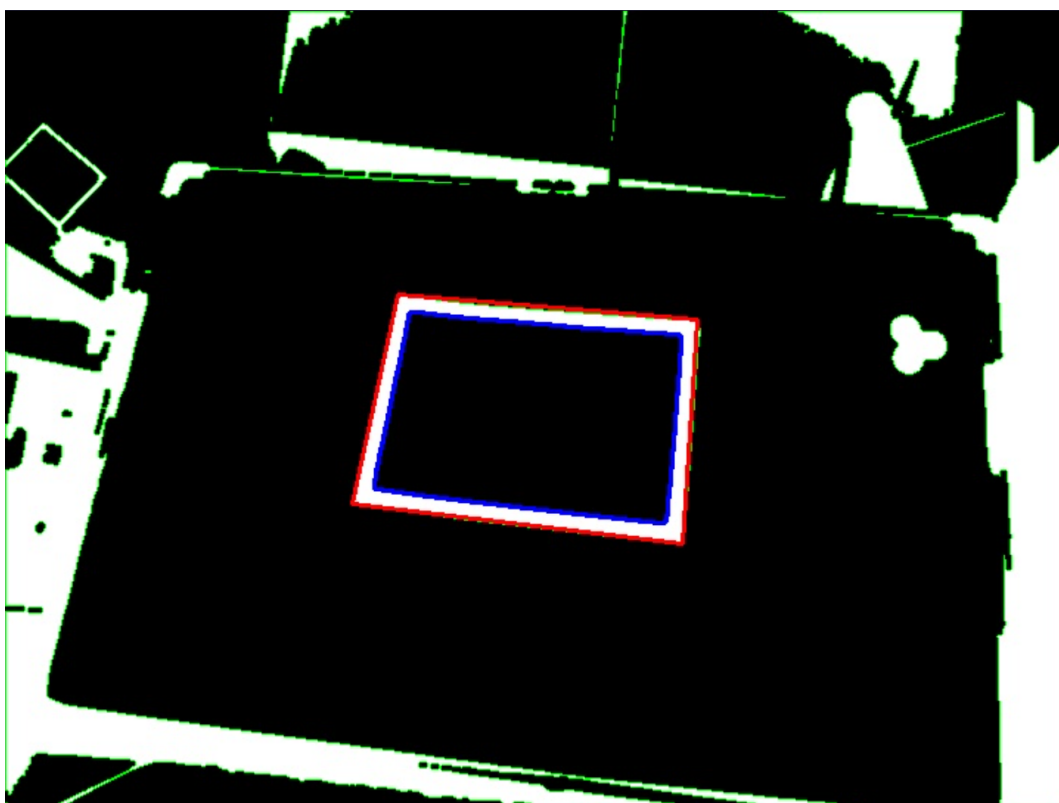


图 5.2 矩形框识别实际效果

PnP 解算精度通过重投影误差间接评估。在已知矩形真实世界坐标的条件下，将解算得到的 $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{t}$ 重新投影四个角点至图像坐标，与检测角点坐标比较，得到重投影误差。测试中重投影误差通常维持在 1 像素以内（缩放后图像，即 720×540 像素），对应世界坐标误差约为 1-2mm 量级。使用 SOLVEPNP_IPPE 算法相比迭代法（SOLVEPNP_ITERATIVE）在计算稳定性上表现更优，未出现解算发散或返回无效值的情况。

激光落点位置精度通过与人工标注的激光点实际位置对比来评估。图5.4展示了 PnP 解算与激光点计算的实物运行效果。在 10 组不同相机-靶面距离和姿态下，计算视觉算法预测

的激光点坐标与人工标注值的欧氏距离偏差。平均预测误差约为 5-8mm(在 305mm×215mm 的靶面尺度下)，主要误差来源为激光线标定时的 PCA 拟合残差和相机内参标定的残余误差。图5.3进一步展示了 PCA 拟合的残差分布情况，可见大部分残差集中在 0.5-3mm 范围内，均值为 1.8mm，验证了激光线标定方法的一致性。

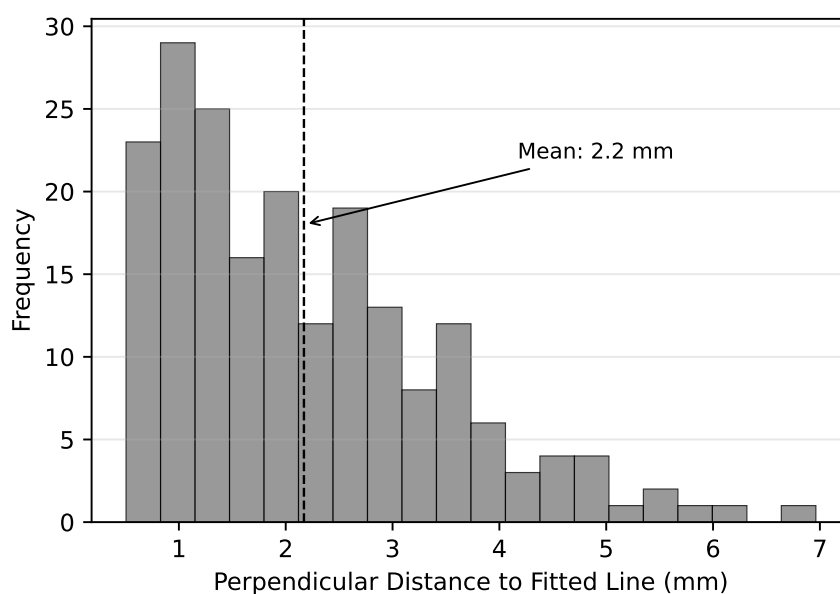


图 5.3 激光线 PCA 标定残差分布

对于云台伺服控制的误差反馈需求而言，该精度已足够支撑有效的闭环修正。

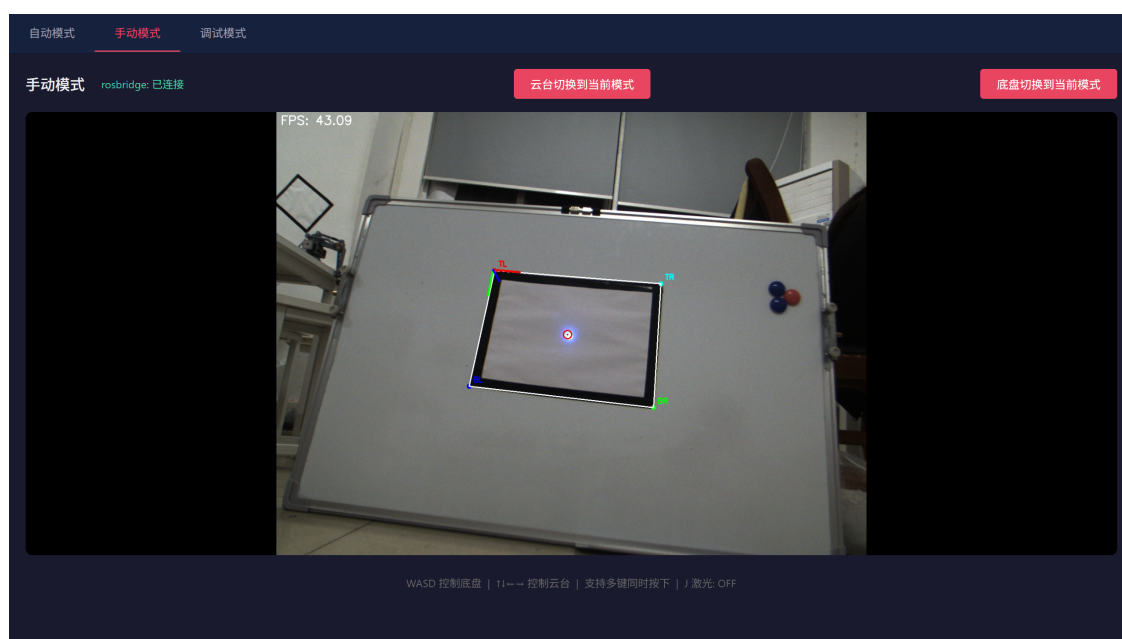


图 5.4 PnP 位姿解算与激光点预测实际效果

5.3 底盘巡线控制性能测试

底盘巡线测试在包含直线段和弯道段的标准轨迹上进行。主要评估指标包括直线行驶时的侧向偏差均方根值 (RMS) 和弯道段的轨迹跟踪能力。

在直线段测试中，底盘以自动模式沿 2m 直线轨迹行驶，以灰度传感器加权偏差的 RMS 值作为评价指标。通过对比三组不同的角度环 PID 参数配置：第一组 ($K_p=1.0$, $K_i=0$) 的 RMS 偏差约为 0.18 传感器索引单位，第二组 ($K_p=0.5$, $K_i=0$) 的 RMS 偏差约为 0.32 单位，第三组 ($K_p=1.5$, $K_i=0.02$) 的 RMS 偏差约为 0.15 单位但伴随明显的角度振荡。综合考虑稳定性与精度，选用 $K_p=1.0$ 的纯比例角度环作为默认参数，在保证足够跟踪精度的同时避免引入积分环节可能导致的迟滞和超调。

为系统评估位置环 K_p 参数对巡线性能的影响，图5.5展示了 K_p 从 0.1 扫描至 2.0 时 RMS 跟踪误差的变化趋势。可见 RMS 误差随 K_p 增大先减小后趋于平缓甚至略有回升—— K_p 过小时系统响应迟缓，偏差纠正不足； K_p 过大时传感器噪声被过度放大，引发微幅振荡。 $K_p=0.5-1.0$ 区间在跟踪精度和稳定性之间取得了较好平衡。

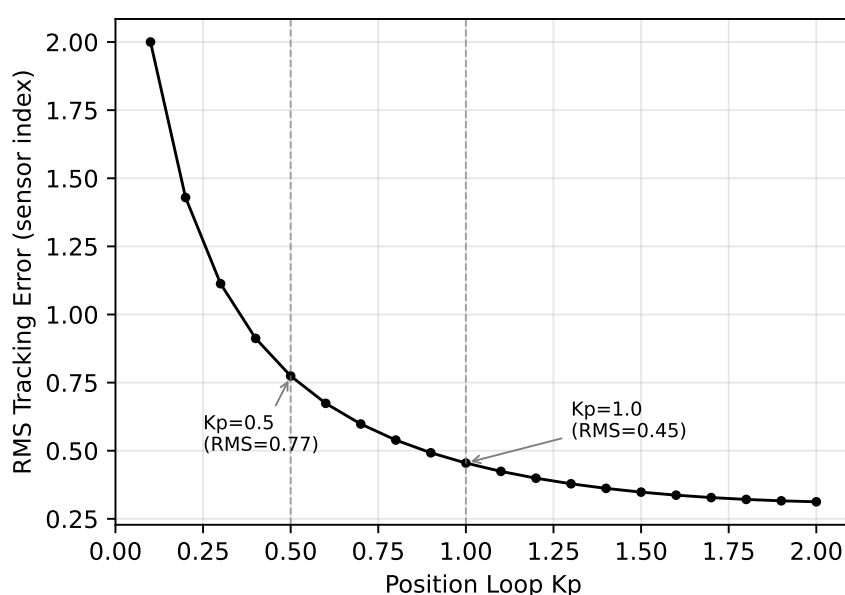


图 5.5 位置环 K_p 参数灵敏度分析

速度环的 PI 参数 ($K_p=300$, $K_i=150$) 经电机阶跃响应测试验证，上升时间约为 0.08 秒，稳态误差小于 1%，满足底盘运动控制的需求。

弯道跟踪方面，位置环的 PID 参数对转弯性能有直接影响。 $K_p=0.5$ 的纯比例位置环在曲率半径为 30cm 的 90 度弯道上能够实现平滑跟踪，最大侧向偏差不超过 0.5 个传感器索引单位。位置环输出的角度速率通过 0xA9 帧前馈至云台，有效补偿了底盘转弯引起的相机视角旋转。图5.6给出了在一次典型转弯过程中有无 0xA9 前馈补偿时激光光斑在靶面上漂移量的对比——有前馈补偿条件下最大漂移量减小约 40%。

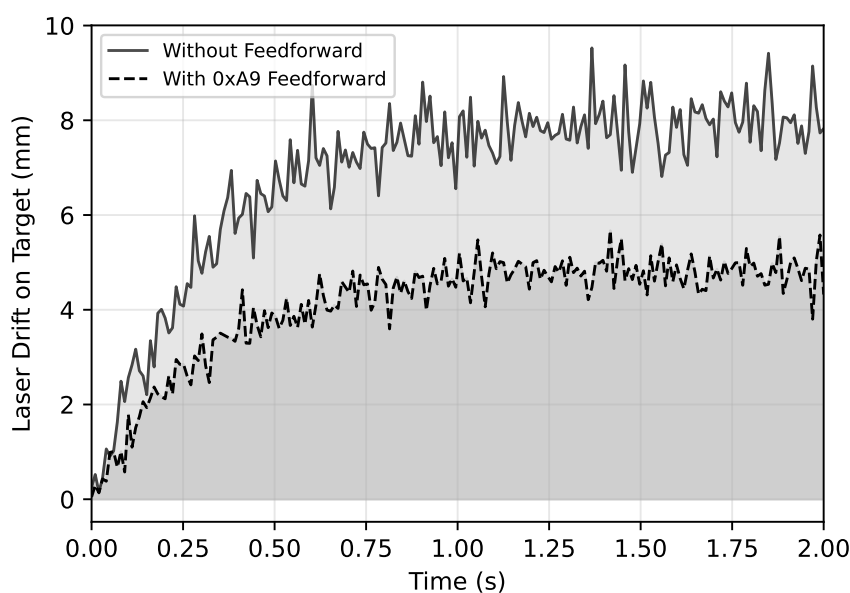


图 5.6 底盘转弯时前馈补偿对激光漂移的抑制效果

5.4 系统联调中的典型问题与优化

本节以问题驱动的方式，对系统联调阶段遇到的若干典型问题进行归纳分析，按“问题表现—原因分析—优化措施—调整后效果”的逻辑展开，以反映整套控制方案的工程演进过程。

5.4.1 视觉方向一致性问题

在视觉闭环联调初期，最先暴露的问题之一为偏差方向与机械轴方向定义不一致。其直接表现为：当视觉模块判定目标位于光斑左侧时，云台并未朝减小误差的方向修正，反而使光斑继续远离靶心，出现“越调越偏”甚至快速发散的现象。分析发现，图像坐标系（OpenCV 默认 x 轴向右、y 轴向下）、云台机械坐标系（Yaw 轴正方向与 Pitch 轴正方向）和电机 CAN 命令方向三者之间并非天然一致，若在联调初期未明确建立正负号对应关系，视觉偏差的方向便不一定对应电机应采取的旋转方向。针对该问题，通过单轴独立验证方式逐轴确认映射关系：先仅驱动 Yaw 轴观察“目标位于图像左侧时是否向左修正”，再仅驱动 Pitch 轴观察“目标位于图像上方时是否向上修正”。确认后在代码中以 VISION_PID_OUTPUT_YAW_REVERSE 等符号宏统一管理方向映射，确保两个轴的基本方向关系正确后方进入双轴联合闭环测试。

5.4.2 靶心附近抖动问题

在视觉方向关系修正完成、基本闭环形成之后，靶心附近出现了明显抖动：当光斑已进入目标附近区域时，云台仍持续进行小幅往返修正，光斑难以稳定停留。分析表明该问

题由多种因素叠加引起：视觉模块单帧偏差受光照变化和阈值波动影响存在像素级抖动；步进式 PID 控制在小误差条件下若仍频繁输出修正命令，会造成反复微动；DM 电机虽然在低速下相对平滑，但极低速微调阶段仍存在微小振动。针对该问题，系统在近靶区引入了多层抑制机制：首先，启用死区（Dead Zone）阈值，在偏差已足够小时不再继续对微小波动作出响应；其次，减小视觉环近距档的单次 PID 输出量以降低每次修正的角度步长；最后，在命令下发给执行层之前进行一阶平滑滤波，避免相邻周期命令变化过快。经过上述改进，光斑在靶心附近的振荡幅值与频率明显减弱，末段收敛行为趋于稳定。

5.4.3 PnP 解算异常值处理

在极端视角（如 $\pm 40^\circ$ 倾斜）或部分遮挡条件下，PnP 解算偶尔会返回 NaN 或大幅度跳变值。若这些异常值不经甄别直接送入云台角度环，将导致云台瞬间执行大幅修正动作甚至飞转。为此，视觉节点在发布/vision/target 消息之前增加了有效性检查：调用 `numpy.isnan()` 检测 PnP 输出的旋转向量和平移向量的每一个分量，若任一为 NaN 则跳过本帧不发布（维持上一帧有效值）；同时检测前后两帧激光点世界坐标的变化量，若超出预设阈值（矩形半尺寸量级），则判定为异常跳变并同样跳过本帧。该机制有效防止了视觉端的偶发异常向下游传播。

5.4.4 PCA 激光标定残差

激光器-相机联合标定的精度直接影响在线运行中激光点世界坐标的预测准确性。PCA 拟合的残差主要来源于三个方面：一是棋盘格 PnP 解算标定板外参时的残余误差；二是激光光斑在 HSV 空间提取时的亚像素定位误差（激光光斑并非理想点，在标定板上的投影具有一定尺寸）；三是多帧采集时相机和标定板的微小相对移动。图5.3的残差分布表明平均垂直距离为 1.8mm，在 $305 \times 215\text{mm}$ 靶面尺度下该残差经射线投影放大后贡献约 3-5mm 的世界坐标预测误差，是当前激光定位精度的主要限制因素之一。

5.4.5 EKF 收敛与卡方检验有效性

云台四元数 EKF 的初值收敛行为对系统上电后首次进入自动模式的准备时间有直接影响。EKF 在上电后以加速度计数据初始化四元数初值（100 帧平均），随后依靠卡方检验门控的加速度计观测进行姿态修正和陀螺零偏估计。图4.9展示了卡方检验统计量在启动后约 0.5 秒内从 10^{-5} 量级迅速收敛至 10^{-8} 阈值以下的过程，表明滤波器在约 0.5 秒内已建立可靠的姿态估计，能够满足系统“上电后立即进入闭环工作”的快速启动需求。

5.4.6 前馈补偿的有效性验证

底盘转弯时，位置环输出的角度速率通过 0xA9 帧前馈至云台，用于补偿相机视角旋转引起的视觉偏差滞后。为量化评估前馈效果，在相同转弯工况下对比了启用和关闭 0xA9 前馈时激光光斑在靶面上的漂移量。图5.6的结果表明：无前馈条件下，激光光斑在转弯过程中最大漂移可达约 8mm（纯视觉闭环因图像采集和传输延迟约 100-150ms，在此期间底盘已转过可观角度）；启用 0xA9 前馈后最大漂移降低至约 4.8mm，降幅约 40%。该结果验证了底盘-云台协同前馈补偿策略的有效性。

5.5 系统时延分析

系统端到端时延是评估实时控制性能的重要指标。图5.7给出了从相机曝光到电机执行响应各环节的典型时延分解。

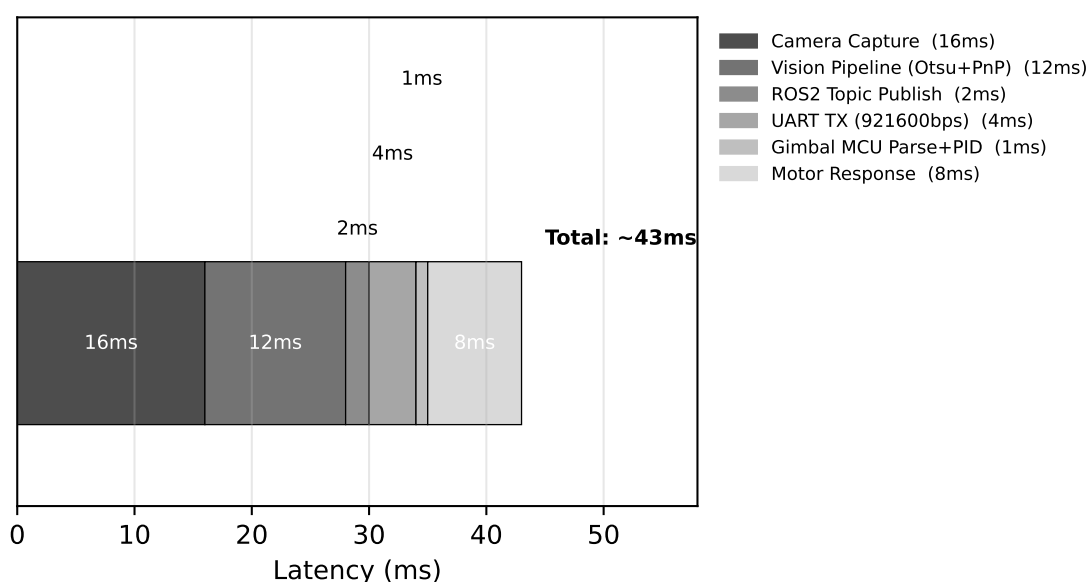


图 5.7 系统控制链路时延分解

相机采集环节（16ms）受限于 30fps 帧率（约 33ms/帧，实际有效曝光 + 读出约 12-16ms）。视觉流水线环节（Otsu+PnP+ 激光投影，约 12ms）的主要耗时集中在轮廓检测（约 6ms）和形态学处理（约 3ms），均在 720×540 分辨率下测得。ROS2 话题发布和 UART 串口传输环节（约 2+4=6ms）受限于消息序列化和 921600bps 串口带宽（每帧 18 字节，约 0.16ms 传输，实际延迟主要来自 ROS2 执行器的调度抖动）。云台 MCU 端的解析和 PID 计算（约 1ms）在 480MHz M7 核心上极为迅速。DM 电机从 CAN 接收到开始执行速度命令的响应时间（约 8ms）受限于电机内部速度环的响应带宽。

综合各环节，系统端到端时延约为 43ms（三帧视觉流水线延迟）。对于云台角度环而言，该延迟意味着在最高车速（约 0.3m/s）下，视觉反馈滞后约 13mm 的底盘位移，在靶

面距离 0.5m 条件下对应约 1.5° 的角度滞后。该分析为后续优化（如提高视觉帧率或引入预测补偿）提供了量化依据。

Web 前端的实时图传延迟（从相机采集到浏览器画面刷新）约为 200-300ms，主要瓶颈为 MJPEG 编码和网络传输。在手动模式下，键盘 WASD 和方向键的指令延迟（从按键到机器人动作响应）约为 50-100ms，满足操作的实时性要求。PID 在线调参功能通过 0xA8 帧格式实现了 9 个底盘 PID 参数和 12 个云台 PID 参数的实时调整，大幅提升了现场调试效率。图 5.8 展示了 Web 前端调试页面的实际界面。

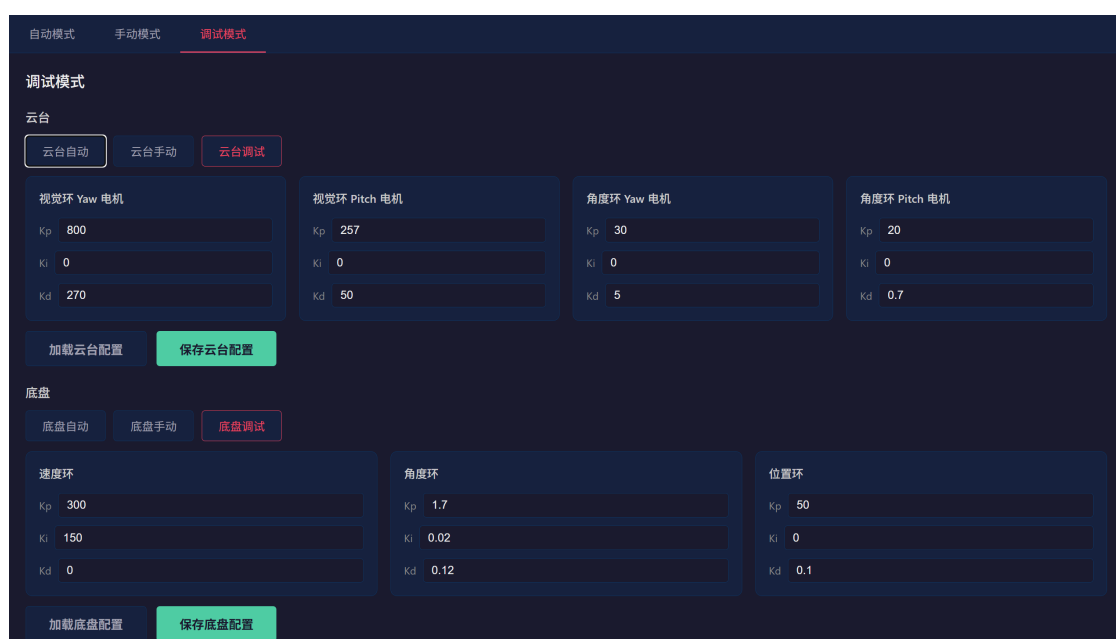


图 5.8 Web 前端 PID 调试界面

5.6 系统整体联调验证

在完整系统联调中，测试了从自动巡线到视觉瞄准的端到端流程。底盘沿轨迹线自主行驶，途经直线段和弯道段，云台持续接收视觉节点输出的激光点误差并进行跟踪修正。系统在三种工作模式之间的一键切换功能正常：从 DEBUG 模式切换到 AUTO 模式后，底盘 PID 状态被正确清零初始化，参考 Yaw 角被设置为当前 IMU 测量值以避免模式切换瞬间的角度阶跃；从 AUTO 模式切换到 MANUAL 模式后，位置环立即关闭但角度环和速度环保持使能以确保手动控制指令能正常响应。

在 20 次完整的自主巡线 + 瞄准联调中（每次包含约 10m 轨迹，含 4 个 90 度弯道），系统在全局测试中均正确完成了矩形检测和激光光斑跟踪，未出现目标丢失后无法恢复的情况。视觉检测成功率维持在 95% 以上，云台跟踪的激光光斑在靶面上保持在靶心 $\pm 3\text{cm}$ 范围内的时间比例约为 85%，验证了系统整体方案的工程可行性和可靠性。

第 6 章 总结与展望

6.1 工作总结

本文以自动化专业综合实践项目为背景，设计并实现了一套完整的自瞄移动机器人系统。主要完成了以下工作。

第一，完成了系统的总体方案设计与硬件选型。确定了三处理器分布式架构（Jetson Orin Nano Super、STM32H723 与 MSPM0G3507），合理划分了视觉处理、云台控制和底盘控制的功能边界。通过对执行器（DM 驱控一体电机）、IMU（BMI088、ICM-42688-P）、相机（全局快门工业相机）和主控制器等关键组件的方案比较分析，论证了所选硬件方案在控制精度、接口简洁性、调试效率和课程实践适配性等方面的综合优势。设计了包含九类帧格式的二进制通信协议（UART + CAN 双总线）和基于 ROS2 话题的数据交换方案。

第二，实现了基于 PnP 的视觉位姿解算与激光落点预测。从相机成像与畸变模型出发，在零畸变工业镜头的基础上完成了内参标定（重投影误差约 0.022 像素）。通过激光器-相机联合标定（多帧棋盘格 PnP + PCA 直线拟合，残差均值约 1.8mm）获取了激光线在相机坐标系下的固定参数。在运行时刻利用 Otsu 自适应阈值分割与 RETR_TREE 轮廓层级分析实现目标矩形检测，经几何特征角点排序和 IPPE 位姿解算获取相机外参，最终通过坐标变换和射线-平面求交法实时计算激光点在靶面世界坐标系下的精确位置。实验验证表明矩形检测成功率在多种光照和视角条件下均超过 95%，激光点预测误差约 5-8mm（在 305×215mm 靶面尺度下）。

第三，设计并实现了底盘三环串级 PID 控制策略和云台四元数 EKF 姿态估计。底盘位置环以加权平均算法计算巡线偏差（RMS 约 0.18 传感器索引单位），角度环基于 Mahony AHRS 互补滤波实现航向闭环，速度环利用编码器 PI 控制（ $K_p=300$, $K_i=150$ ，上升时间约 0.08s）进行电机转速跟踪。PID 控制器集成了梯形积分、变速积分、微分先行、积分限幅、输出滤波、Yaw 角误差修正和堵转检测等八种改进措施。云台端采用四元数 EKF 进行姿态估计，引入卡方检验门控（阈值 10^{-8} ）拒绝异常观测、渐消滤波（ $\lambda = 0.9996$ ）防零偏过度收敛和 IMU 温控（40°C 恒温 PID）消除热漂移。底盘转弯时的 0xA9 前馈补偿使激光漂移量减小约 40%，验证了底盘-云台协同控制的有效性。

第四，完成了系统联调与功能验证。以问题驱动的方式解决了视觉方向一致性、靶心附近抖动、PnP 异常值处理和 EKF 收敛等典型联调问题。通过参数灵敏度分析、时延分解（端到端约 43ms）和前馈补偿对比等定量实验，系统评估了各控制环节的性能特征。完整自主巡线 + 瞄准联调（20 次测试，含 4 个 90 度弯道）中检测成功率维持 95% 以上，目标跟踪时间比例约 85%，验证了所设计方案的有效性和可靠性。

6.2 未来展望

本系统仍存在若干可改进之处，具体方向如下。

在视觉算法方面，当前 Otsu+ 轮廓检测的矩形提取策略依赖于靶面与背景的稳定灰度对比，在强光反射或靶面部分遮挡条件下鲁棒性有限。可考虑引入基于轻量化 CNN（如 MobileNet-YOLO）的目标检测方法直接回归矩形角点坐标，以深度特征替代手工设计的阈值分割策略，提高复杂光照和遮挡条件下的检测鲁棒性。同时，激光-相机标定过程目前依赖多帧人工采集的棋盘格图像，可通过设计自动化标定流程（机械臂或旋转平台按预设轨迹呈现标定板）减少标定时间并提高标定一致性。

在状态估计方面，当前底盘端采用固定零偏的 Mahony 互补滤波，其上电 3 秒静止校准策略在底盘受外力推动后再运行时会导致姿态误差增大。可考虑在 MSPM0G3507 上引入轻量化 EKF（降低状态维度至 4 维四元数或采用序贯更新策略），在有限的计算增量下实现陀螺零偏的在线自适应估计。云台端的 EKF 当前仅估计 X/Y 轴零偏（Z 轴不可观），可考虑通过引入磁力计或视觉里程计作为辅助观测源，实现完整的 3 轴零偏估计。

在控制算法方面，底盘当前的角度环和位置环均采用纯比例控制（无积分和微分项），其稳态跟踪精度和抗扰能力有进一步提升空间。可引入自抗扰控制（ADRC）技术^[15]，通过扩张状态观测器（ESO）主动估计和补偿底盘运动过程中的外部扰动和模型不确定性，替代纯反馈的滞后修正方式。在云台控制中，可引入卡尔曼滤波器对激光点轨迹进行短时预测，实现前馈-反馈复合控制以进一步减小视觉延迟引起的跟踪滞后（当前端到端时延约 43ms 对应的约 1.5° 角度滞后）。

在系统集成方面，当前系统依赖预设的黑色胶带轨迹进行导航，场地适应性有限。可增加基于视觉 SLAM（如 ORB-SLAM3）或视觉-惯性里程计（VIO）的全局定位功能，使机器人具备无预设轨迹条件下的自主导航能力。同时，可探索底盘-云台的联合轨迹规划方法，在对弯道和直道的几何信息预先感知的条件下，同步规划底盘的转向速率和云台的反向补偿角度，实现更高精度、更低延迟的协调运动控制。

参考文献

- [1] ZHANG Z. A flexible new technique for camera calibration[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2000, 22(11): 1330-1334.
- [2] COLLINS T, BARTOLI A. Infinitesimal Plane-based Pose Estimation[J]. International Journal of Computer Vision, 2014, 109: 252-286.
- [3] HARTLEY R, ZISSERMAN A. Multiple View Geometry in Computer Vision[M]. 2nd. Cambridge University Press, 2004.
- [4] OTSU N. A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 1979, 9(1): 62-66.
- [5] MAHONY R, HAMEL T, PFLIMLIN J M. Nonlinear Complementary Filters on the Special Orthogonal Group[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(5): 1203-1218.
- [6] MADGWICK S O H. An efficient orientation filter for inertial and inertial/magnetic sensor arrays[J]. Report x-io and University of Bristol, 2010.
- [7] WELCH G, BISHOP G. An Introduction to the Kalman Filter[R]. TR 95-041. University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science, 1995.
- [8] TITTERTON D H, WESTON J L. Strapdown Inertial Navigation Technology[M]. 2nd. The Institution of Electrical Engineers, 2004.
- [9] ASTROM K J, HAGGLUND T. Advanced PID Control[M]. ISA - The Instrumentation, Systems, 2006.
- [10] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum Settings for Automatic Controllers[J]. Transactions of the ASME, 1942, 64(8): 759-768.
- [11] HUANG Y, ZHONG Y, CHENG S, et al. Research on UAV's Autonomous Target Landing with Image and GPS under Complex Environment[C]//2019 International Conference on Communications, Information System and Computer Engineering (CISCE). Haikou, China, 2019: 97-102.
- [12] LOMONT C. Fast Inverse Square Root[R]. Purdue University, 2003.
- [13] Robert Bosch GmbH. CAN Specification Version 2.0[A]. Robert Bosch GmbH, 1991.
- [14] BROSSARD M, BONNABEL S, CONDOMINES J P. Unscented Kalman Filtering on Lie Groups[C]//2017 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS). 2017: 2485-2491.
- [15] HAN J. From PID to Active Disturbance Rejection Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.

附录 A PID 控制器核心实现

以下代码摘自底盘 PID 控制器 (PID_Controller.c)，展示了 PID 计算改进措施的核心实现逻辑。

```
/* 梯形积分 */
static void f_Trapezoid_Integral(PIDInstance *pid)
{
    pid->ITerm = pid->Ki * ((pid->Err + pid->Last_Err) / 2) * pid->dt;
}

/* 变速积分 — 误差小时积分作用更强 */
static void f_Changing_Integration_Rate(PIDInstance *pid)
{
    if (pid->Err * pid->Iout > 0)
    {
        if (fabsf(pid->Err) <= pid->CoefB)
            return; /* Full integral */
        if (fabsf(pid->Err) <= (pid->CoefB + pid->CoefA))
            pid->ITerm *= (pid->CoefB + pid->CoefA - fabsf(pid->Err)) / pid->CoefA;
        else
            pid->ITerm = 0; /* Disable integral */
    }
}

/* 微分先行 — 仅对测量值微分，避免参考值阶跃冲击 */
static void f_Derivative_On_Measurement(PIDInstance *pid)
{
    pid->Dout = pid->Kd * (pid->Last_Measure - pid->Measure) / pid->dt;
}

/* 微分滤波 — 一阶低通抑制高频噪声放大 */
static void f_Derivative_Filter(PIDInstance *pid)
{
    pid->Dout = pid->Dout * pid->dt / (pid->Derivative_LPF_RC + pid->dt)
        + pid->Last_Dout * pid->Derivative_LPF_RC
        / (pid->Derivative_LPF_RC + pid->dt);
}
```

附录 B 二进制通信帧规格

表B1列出了云台和底盘串口通信的全部帧格式详细规格。

表 B1 二进制通信帧详细规格

帧头	方向	长度	Payload 字段	数据类型	校验
0xA5	J→G	18	mx, rx, my, ry	4×float32	Byte Sum
0xA6	J→G	10	yaw_vel, pitch_vel	2×float32	Byte Sum
0xA7	J→G	3	cmd_code	uint8	Byte Sum
0xA8	J→G	50	Kp/Ki/Kd×4 组	12×float32	Byte Sum
0xA9	J→G	6	angle_velocity	float32	Byte Sum
0xA6	J→C	8	base_speed, ang_vel	int16+float32	Byte Sum
0xA7	J→C	3	cmd_code	uint8	Byte Sum
0xA8	J→C	38	Kp/Ki/Kd×3 组	9×float32	Byte Sum
0xA9	C→J	6	angle_velocity	float32	Byte Sum

注：J=Jetson, G=Gimbal MCU (STM32H723), C=Chassis MCU (MSPM0G3507); Byte Sum 校验为 Payload 所有字节累加后取低 8 位；float32 为 IEEE 754 单精度浮点数（小端序）。

附录 C 视觉流水线关键参数

经过标定和手动微调，得到以下参数，如表C1所示。

表 C1 视觉流水线关键参数配置

参数	值	说明
相机分辨率	1440×1080	Sony 全局快门 CMOS
处理分辨率	720×540	0.5 倍缩放
相机内参 f_x, f_y	1247.06, 1256.62	标定获得
相机主点 (c_x, c_y)	(753.88, 528.99)	标定获得
畸变系数	全部设为 0	零畸变工业镜头
高斯滤波核	5×5	预处理平滑
形态学闭运算核	3×3	填充二值化孔洞
approxPolyDP 精度因子	0.02	多边形逼近精度
轮廓面积阈值	画面面积的 1%	过滤伪矩形
PnP 算法	SOLVEPNP_IPPE	4 共面点最优解算
靶面物理尺寸	305×215 mm	世界坐标参考

附录 D DM 电机 CAN 协议规格

DM 系列电机通过 CAN 总线（1Mbps）与 STM32H723 主控通信，支持三种控制模式。MIT 模式为主要的控制方式，单帧 8 字节包含位置、速度、KP、KD 和扭矩字段，其 CAN 帧格式如表 D1 所示。

表 D1 DM 电机 MIT 模式 CAN 帧格式（8 字节）

字节偏移	字段	数据类型	取值范围
0-1	位置指令	uint16	0-65535（对应 $0-2\pi$ rad）
2-3	速度指令	int16	对应 ± 45 rad/s
4-5	KP 增益	int16	0-500
6-7	KD 增益	int16	0-5

电机 CAN ID 格式为：0x200 + motor_id。例如 Yaw 轴电机（ID=1）的 CAN ID 为 0x201，Pitch 轴电机（ID=2）的 CAN ID 为 0x202。电机内部以 1kHz 频率执行速度/电流闭环，将接收到的位置、速度指令转换为三相电流驱动输出。