

分类号: TP273

UDC: D10621-408-(2016)1407-0

密 级: 公 开

编 号: 2012051167

成 都 信 息 工 程 大 学

学 位 论 文

双轮直立平衡车设计与实现

论文作者姓名:

申请学位专业:

计算机科学与技术

申请学位类别:

工学学士

指导教师姓名(职称):

论文提交日期:

2016 年 05 月 20 日

双轮直立平衡车设计与实现

摘 要

两轮自平衡车是一种轮式机器人，其优点是环保舒适，方便快捷，符合当今世界绿色环保的需求理念，很适合用作代步工具，在未来能代替自行车成为一种安全、舒适、快速的绿色交通工具。而且其呈现出非线性，多参数，高敏感性等特点，以此作为硬件平台可以验证许多典型问题：非线性、鲁棒性、随动、跟踪等。因此该系统非常具有研究价值。

本系统硬件设计使用 Altium Designer14，软件设计使用 Keil uVision5。采用四元数法表示小车的姿态，利用传感器（陀螺仪和加速度计）获得原始数据，经数据融合后，获得小车的角度信息，再利用光电编码器获得小车的速度信息。采用角度-速度组成串级 PID（比例-积分-微分）的控制方式，以提高系统的动态特性，降低参数的敏感性。设计中使用卡尔曼滤波器对传感器的原始数据进行滤波和融合，以消除陀螺仪的积分误差和加速度计的噪声，优化小车的动态特性和静态特性。本系统最终实现了小车在地面上的自平衡功能，以及通过手机 APP 控制下的移动与转弯功能。

关键词：平衡车；四元数；数据融合；卡尔曼滤波；串级控制

The Design and Implementation of Two-wheeled Self-balancing Vehicle

Abstract

The two-wheeled self-balancing vehicle is a wheeled robot. It has the advantage of comfort and convenience, and it meets the needs of green nowadays. So it is suitable as a vehicle. In the future, it will replace the bicycle as a faster, safer, more comfortable vehicle. Moreover, it shows non-linear, multi-parameter, sensitive features, it can verify many of the typical problems: nonlinearity, robustness, servo and tracking. Thus, the research based on the hardware platform is valuable.

The hardware design is based on Altium Designer14, the software design is based on Keil uVision5. The representation of the vehicle's attitude is Quaternion. By fusing the raw data acquired from the sensors (gyroscope and accelerometer), the processor obtains the vehicle's angle. By decoding the data from the photoelectric encoder, the processor obtains the vehicle's velocity. In order to improve the dynamic and reduce the sensitivity, the control algorithm is based on the cascade PID (proportion-integral-derivative) composed of the angle and velocity. In order to eliminate the integral errors from the gyroscope and reduce the noise from the accelerometer, improve the dynamic and static characteristic, the data from the sensors is filtered and fused by a Kalman filter. Finally, the self-balancing feature, as well as moving and turning function via mobile's control, has been completed.

Key words: self-balancing vehicle; quaternion; data fusion; kalman filter; cascade control

目 录

论文总页数：37 页

1 引言.....	1
1.1 课题背景.....	1
1.2 国内外发展现状.....	1
1.2.1 国外发展现状.....	1
1.2.2 国内发展现状.....	3
1.3 本课题研究的意义.....	3
1.4 本课题的研究方法.....	4
2 两轮自平衡车概述.....	4
2.1 自平衡车受力分析.....	4
2.2 自平衡车结构介绍.....	6
2.3 系统方案选型.....	6
2.3.1 电机选型.....	6
2.3.2 电机驱动选型.....	7
2.3.3 传感器选型.....	7
2.3.4 微处理器选型.....	8
3 两轮自平衡车硬件设计.....	10
3.1 系统硬件框图.....	10
3.2 电机驱动电路设计.....	10
3.3 传感器电路设计.....	11
3.4 通信电路设计.....	12
3.4.1 无线模块 NRF24L01.....	12
3.4.2 蓝牙模块 BC04-B.....	13
3.5 主控电路设计.....	14
3.6 电源电路设计.....	15
4 两轮自平衡车软件设计.....	16
4.1 系统软件框图.....	16
4.2 电机驱动设计.....	17
4.2.1 电机驱动设计.....	17
4.2.2 光电编码器驱动设计.....	17
4.3 传感器驱动设计.....	18
4.4 通信驱动设计.....	19
4.4.1 无线模块 NRF24L01.....	19

4.4.2 蓝牙模块 BC04-B	20
4.5 四元数姿态解算设计	21
4.5.1 四元数介绍	21
4.5.2 四元数姿态解算	23
4.6 卡尔曼滤波器设计	23
4.6.1 卡尔曼滤波器原理	23
4.6.2 陀螺仪和加速度计的数据融合	25
4.7 串级 PID 控制系统设计	26
4.7.1 PID 控制器介绍	26
4.7.2 串级 PID 控制系统设计	28
5 两轮自平衡车安装与调试	30
5.1 两轮自平衡车安装	30
5.2 两轮自平衡车调试	31
5.2.1 电源电路调试	31
5.2.2 电机驱动电路调试	31
5.2.3 其他电路调试	31
5.2.4 PID 参数整定	31
6 总结与展望	32
6.1 研究总结	32
6.2 研究展望	33
结 束 语	33
参考文献	34
致 谢	35
声 明	36
附 录	37

1 引言

1.1 课题背景

近年来，机器人领域逐渐加速发展，越来越多的工作场合需要机器人参与，同时，越来越复杂的工作也由机器人担当。有时需要机器人在一些恶劣条件下执行任务，为使机器人能更好地完成任务，促使许多人开始进行相关课题的研究。在此背景下，两轮自平衡机器人成为一个许多人专注的热点领域。两轮自平衡机器人通过控制电机运动来保持车体平衡，同时利用重力使得自身向前运动，符合当今世界绿色环保的需求理念。而且驾驶者无需考虑车体的平衡问题，让那些不会骑行自行车的人也可以绿色出行^[1]。两轮自平衡车结构多样、操作灵活，在较狭窄的空间里也能运动自如^[14]。自平衡车的种种优势使其成为一种安全、舒适、快捷、环保的绿色交通工具，在未来会逐步地代替自行车^[1]。

作为一种非完整(nonholonomic)、欠驱动(underactuated)系统^[2]，自平衡车车体在静态时无法保持平衡（受重力作用），要由微处理器通过控制电机运动才能保持车体平衡。微处理器通过传感器得到角度信息，由相应的算法得到控制量，进而控制电机运动来使车体保持平衡。自平衡车是一种综合性高算法复杂的非线性时变系统，控制难度较高，而且非完整系统需要多重性控制的支持，为自动控制理论带来了极大的挑战，具有较大理论研究价值^[1]。

1.2 国内外发展现状

以美国和日本为代表的国家在很久之前就已经开始了对自平衡车的研究，目前处于国际领先地位。近年来，我国的某些高校也开始了对自平衡车的研究^[1]，但总体来说仍然处于初级阶段，研究自平衡机器人对提高科研水平，改革交通工具等方面有尤为重要的意义。

1.2.1 国外发展现状

1972 年，Nils Nilsson 和 Charle Rosen 教授与其团队于美国斯坦福研究院成功研发世界上第一个自主机器人^[19]。

2002 年，Steve Hassenplug（美国 Lego 公司）成功设计两轮机器人 Legway^[1]。该机器人通过电机差速方式驱动，使用遥控器控制其实现前进、后退、转弯等功能，。Legway 采用模块设计，极大地方便调试时的组装和拆卸。

2002 年，Felix Grasser 带领团队于瑞士联邦工业大学成功研发自平衡机器人 Joe。Joe 的两轮是平行分布的,两个车轮的转动分别由一个直流电机控制，可以实现非常稳定的 U 型转弯^[1]。

2004 年，Ted Larson 和 Bob Allen 两人成功设计两轮自平衡机器人 Bender，他们都加入了机器人俱乐部 Homerberw。通过安装的摄像头，Bender 实现了自主移动，且由于其相当优秀的平衡能力，斩获了第 1 届 Robolympics 的头奖。

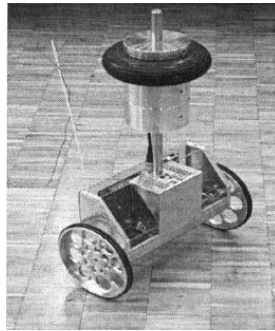


图 1-1 Joe

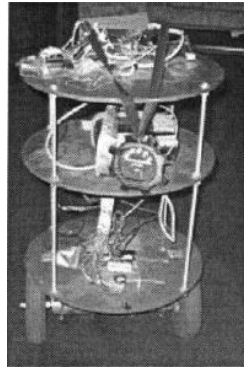


图 1-2 Bender

2005 年和 2008 年，两款特别的机器人由日本村田制作所先后发布——“村田顽童”和“村田婉童”。他们都是轮式机器人，其中“村田婉童”是独轮机器人。《时代周刊》更是将“村田顽童”誉为“BEST INVENTIONS 2006”。



图 1-3 村田顽童



图 1-4 村田婉童

1.2.2 国内发展现状

1994 年，清华大学的智能移动机器人通过试验，这其中涉及到两项关键技术：基于地图的全局路径规划技术和基于多传感器数据的局部路径规划技术。

由哈尔滨工业大学设计的平衡小车 HITBot，使用 Accodometry 算法融合光电编码器和加速度计的数据，对小车的位置进行估计，降低了小车在异常情况下（如：碰撞、打滑等）的估计和测量误差，大幅提高了小车的自主定位精度^[1]。

由深圳职业技术学院设计的机器人 Opyanbot，Opyanbot 的控制器^[14]与 Legway 采用了相同的设计方案——两轮差速驱动，同时结合了最优控制。Opyanbot 的设计中为达到精确控制小车两个电机的目的，使用 DSP 设计了一种数字化的智能伺服驱动单元 IPM100。此外，Opyanbot 还通过上位机监控机器人的实时信息，提高了机器人的稳定性和可靠性^[17]。

2003 年，中国科学技术大学设计出一种两轮自平衡代步车，其参考了倒立摆的原理控制小车移动。自平衡车能够自我保持平衡，无需驾驶者分心控制，具有较大的实用价值。该自平衡车的时速可达 10km/h，可连续驾驶 30km，完全可以满足人们的日常生活。

目前，市面上已经有不少电动平衡车产品面向民用市场。其典型代表是“电动平衡车鼻祖”——Segway 公司。该公司于 2001 年成立，于当年 12 月正式推出“Segway 随意车”，并称它是第一辆实现自主平衡的交通工具。

2006 年，Segway 产品正式进入中国市场。

2008 年，这家公司进入了公众的视线，为奥运会安保人员配备的高科技智能环保代步车便是该公司的产品。

2010 年，Segway 总裁被警方认定在骑乘本公司平衡车产品时从河谷上意外坠河导致身亡，将平衡车又推向了风口浪尖。

2013 年，一家名为 Ninebot 的公司于北京成立。该公司推出的平衡车是国内领先的智能短途代步设备。该公司于 2015 年获得小米等公司的融资，随后完成对 Segway 的全资收购。

关于平衡车安全性的争议在全球范围内一直没有停歇，国内的平衡车市场也仍将处于一段较为混乱的时期，迫切需要尽快提升平衡车的安全性和可靠性。另外，为了尽快推广平衡车，要求生产厂商在成本和功能上有一定的权衡。所以，加快对平衡车的研究工作势在必行。

1.3 本课题研究的意义

两轮自平衡车是一种轮式机器人，其优点是环保舒适，方便快捷，符合当今世界绿色环保的需求理念，很适合用作代步工具，在未来能代替自行车成为一种安全、舒适、快速的绿色交通工具。而且其呈现出非线性，多参数，高敏感性等

特点，以此作为硬件平台可以验证许多典型问题：非线性、鲁棒性、随动、跟踪。因此该系统非常具有研究价值。

1.4 本课题的研究方法

本文研究内容有：两轮自平衡车的电机驱动、传感器驱动、四元数姿态解算、数据融合算法、卡尔曼滤波器、PID 控制几方面，最终实现小车的自平衡、移动和转弯功能。本次设计的整体思路简洁明确：由控制器采集传感器原始数据，通过四元数姿态解算，经卡尔曼滤波器进行数据融合，进而获得小车正确的姿态信息。然后由 PID 控制器计算姿态误差，进而输出控制量，驱动电机芯片控制电机转动，使小车保持平衡。同时，在传统 PID 控制算法的基础上延伸串级 PID 控制。其中，由电机速度构成内环，以提高系统的动态特性；由车体角度构成外环，实现小车的自平衡和移动功能。串级 PID 能够使小车具有更好的动态特性，降低参数敏感性。

2 两轮自平衡车概述

2.1 自平衡车受力分析

在重力场中用细线悬挂重物经过简化可看成理想化的单摆模型。直立的平衡车可以看成下方可以左右移动的倒立单摆，如图 2-1。

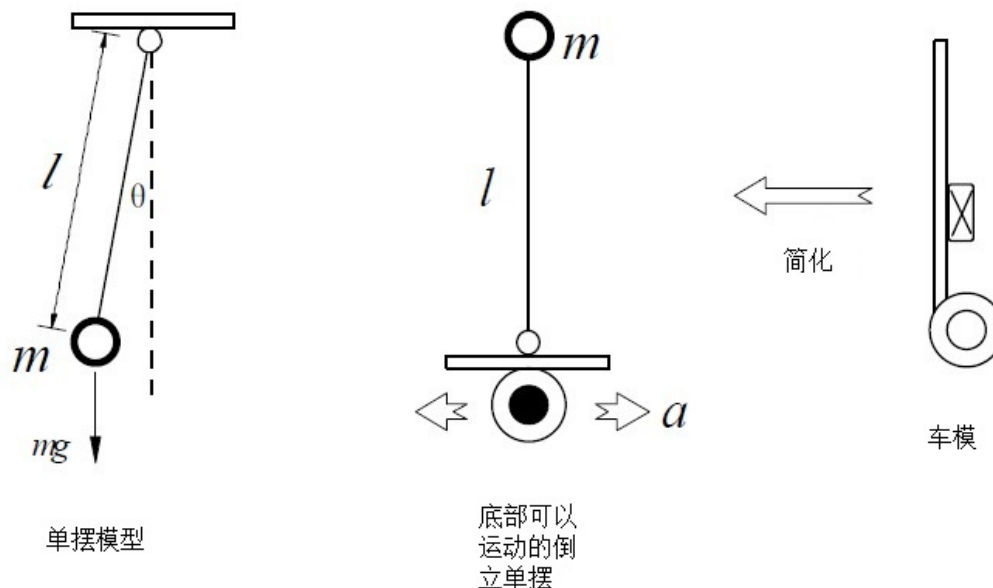


图 2-1 单摆与倒立摆模型

普通单摆的受力分析如图 2-2。

当质心离开平衡位置时，受到重力与细线拉力的合力，其中回复力为切线方向，驱动质心往平衡位置运动，其大小为：

$$F = -mg \sin \theta$$

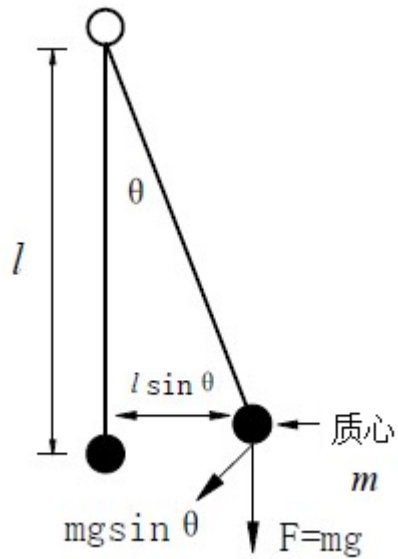


图 2-2 单摆受力分析

在回复力的作用下，单摆开始做简谐运动。由于受到阻尼力的作用，单摆的摆幅逐渐减小，最终将会停在平衡位置。综上，单摆能稳定在平衡位置的条件：

- 1) 受到与位移（角度）相反的回复力；
- 2) 受到与速度相反的阻尼力。

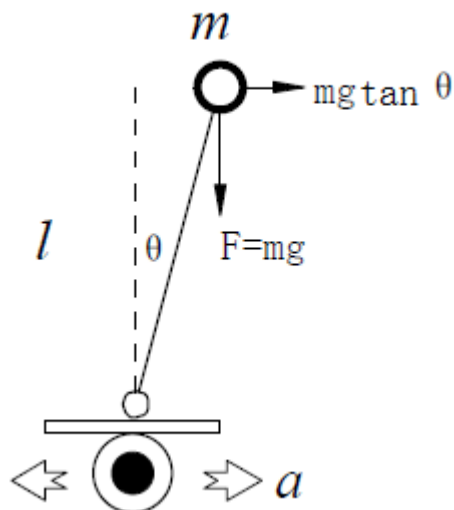


图 2-3 倒立摆受力分析

倒立摆之所以不能像单摆一样可以稳定在平衡位置，是因为当偏离平衡位置时，受到的回复力与位移方向相同。倒立摆加速偏离平衡位置，最后倒下^[15]。

若能控制下方车轮，使其做加速运动，使得：

$$F = mg \tan \theta - ma < 0$$

则回复力方向与位移相反，倒立摆往平衡位置运动。综上，控制倒立摆平衡所需的条件：

- 1) 可以控制车轮加速度；
- 2) 能够测量倒立摆倾角。

2.2 自平衡车结构介绍

本系统设计的平衡车的结构如图 2-4，从上至下为主控，电池，电机三部分。

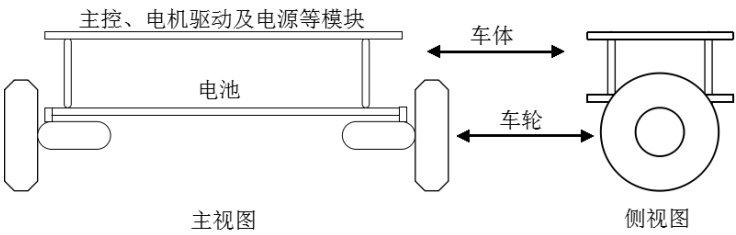


图 2-4 平衡车结构图

平衡车的 3D 模型如图 2-5。

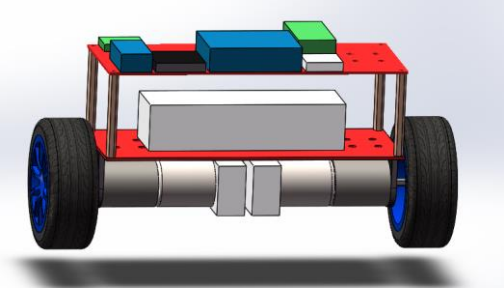


图 2-5 平衡车 3D 模型图

2.3 系统方案选型

2.3.1 电机选型

本系统采用的直流减速电机型号为 JGA25-371，在额定电压下减速前的转速为 4300rpm。详细参数如表 2-1。

表 2-1 JGA25-371 参数

减速比	额定电压 (V)	空载转速 (rpm)	空载电流 (mA)	负载转速 (rpm)	负载电流 (mA)	负载扭矩 (kg.cm)	额定功率 (W)	堵转电流 (mA)	堵转扭矩 (kg.cm)
1:21.3	12	201	46	168	250	0.53	1.25	1000	2.65

JGA25-371 直流减速电机自带 334 线光电编码器，供电电压 3.3-5V，通过集电极开路(OC)输出，选择合适的上拉电阻，能够匹配各种电平。编码器为 334 线，即电机每转一圈，编码器的每个相都输出 334 个脉冲。输出为 AB 两相正交信号，相位相差 90 度，以此可以获得电机的位置和速度信息。若同时使用 AB 两相信息，还可以获得电机的正反转信息，并且等效脉冲变成 4 倍。而且已知该直流减速电机的减速比为 1:21.3，根据上述信息可以得出轮轴转一圈，输出脉冲数为 $334 \times 4 \times 21.3 = 28456.8$ 。



图 2-6 带光电编码器的直流减速电机

2.3.2 电机驱动选型

电机驱动芯片选择 TI 公司的 DRV8841，其内部集成双路 H 桥驱动，每路最大输出电流 2.5A，可以直接驱动两个直流电机或一个步进电机。其主要特性如下：

- 1) 集成低内阻 MOSFET(400mΩ)，芯片发热量小，效率高；
- 2) 输入电压范围 8.2-45V，每路最大输出电流 2.5A；
- 3) 集成 3.3V 参考电压输出，最大输出电流 1mA；
- 4) PWM（脉冲宽度调制）控制接口，最大频率 100KHz；
- 5) 可选固定频率(50KHz)电流调节器；
- 6) 可选衰减模式。

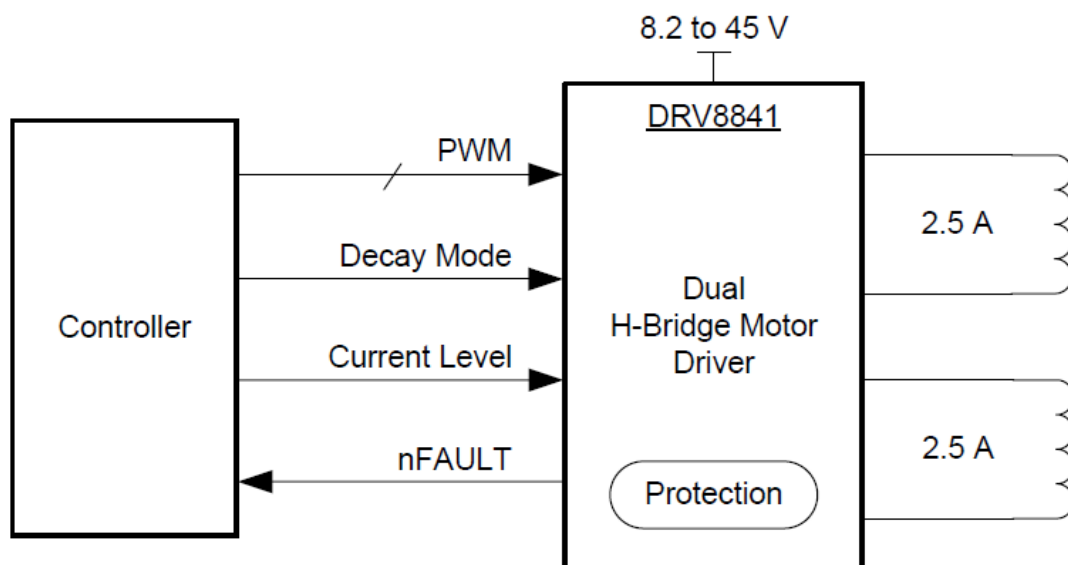


图 2-7 DRV8841 简图

2.3.3 传感器选型

陀螺仪与加速度计有其固有的缺点。陀螺仪测量的是载体的角速度，其不易受运动影响，但角速度需经过积分后才能得到角度，若角速度存在微小的偏移，经过积分后，误差将会逐渐增大，最终无法反应实际的姿态信息。而加速度计则

恰恰相反，其容易受到运动影响，但其可直接获得角度信息，不存在积分误差。为弥补不同传感器的固有缺点，需要选择合适的算法从两种互补信号中提取出姿态信息。

设计中采用 InvenSense 公司生产的 9 轴整合运动解决方案 MPU-9250，其特点如下：

- 1) 陀螺仪与加速度计集成于同一芯片，避免存在的轴差问题，减小了整体封装尺寸；
- 2) 集成 AK8963 3 轴电子罗盘，内部提供完整的数字运动处理(DMP)硬件加速引擎，可提供完整的 9 轴数据融合方案；
- 3) 3 轴陀螺仪具有 ± 250 、500、1000、2000 $^{\circ}/s$ 量程；
- 4) 3 轴加速度计具有 ± 2 、4、8、16g 量程；
- 5) 支持 16 位 ADC 同步采样。增强了陀螺仪的偏置和温度稳定性，以降低校准次数。改进了陀螺仪低频噪声性能，同时提高了加速度抗噪声性能；
- 6) 3mm*3mm 的 QFN 封装，减小所占 PCB 面积。

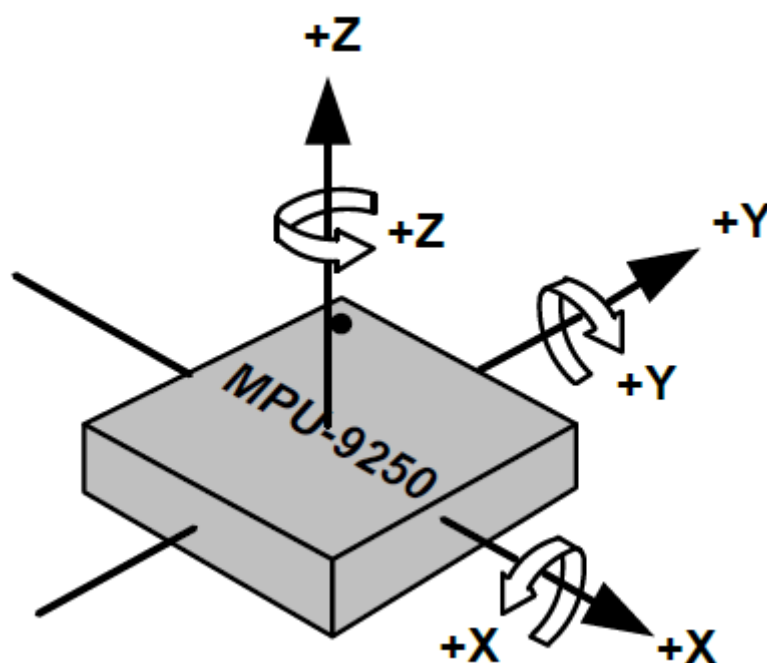


图 2-8 MPU-9250 坐标轴方向

2.3.4 微处理器选型

微处理器作为主控芯片是本系统的核心部分。为了简化设计，对其有几个基本要求：

- 1) 集成度高，以减少外围电路的复杂性；
- 2) 能独立完成算法和控制任务；
- 3) 低成本，低功耗，运算速度快。

主控芯片需要很强的集成度和综合能力。数据融合，姿态解算要求处理器有较强的数学运算能力；各式各样的通信接口要求处理器有较多的外设资源；多任务特性要求处理器有较大的内存资源和较短的响应时间。

综上因素，本系统采用 ST 公司的 Cortex-M3 内核处理器 STM32F103C8T6。STM32 是 ST 公司推出的全新处理器，该芯片的主要特性如下：

- 1) 32 位 ARM Cortex-M3 架构；
- 2) 低功耗，供电电压 3.3V；
- 3) 时钟频率 72MHz，1.25DMIPS/MHz；
- 4) 64-256KB FLASH，高达 64KB SRAM；
- 5) 快速可嵌套中断，中断响应时间 6-12 时钟周期；
- 6) 硬件除法和单周期乘法单元；
- 7) ADC、IIC、SPI、USART 等多种接口；
- 8) 16 位定时器，2 个电机控制高级定时器。

结合本系统所需完成的功能，该处理器可以提供完善的支持。如对电机驱动提供 PWM（脉冲宽度调制）信号输出，与传感器通过 SPI（串行外设接口）接口通信，与蓝牙通过 UART（通用异步收发器）通信。该处理器还提供了正交编码接口(QEI)，可以方便地将光电编码器的输出转换为对应的编码，降低逻辑的复杂性。

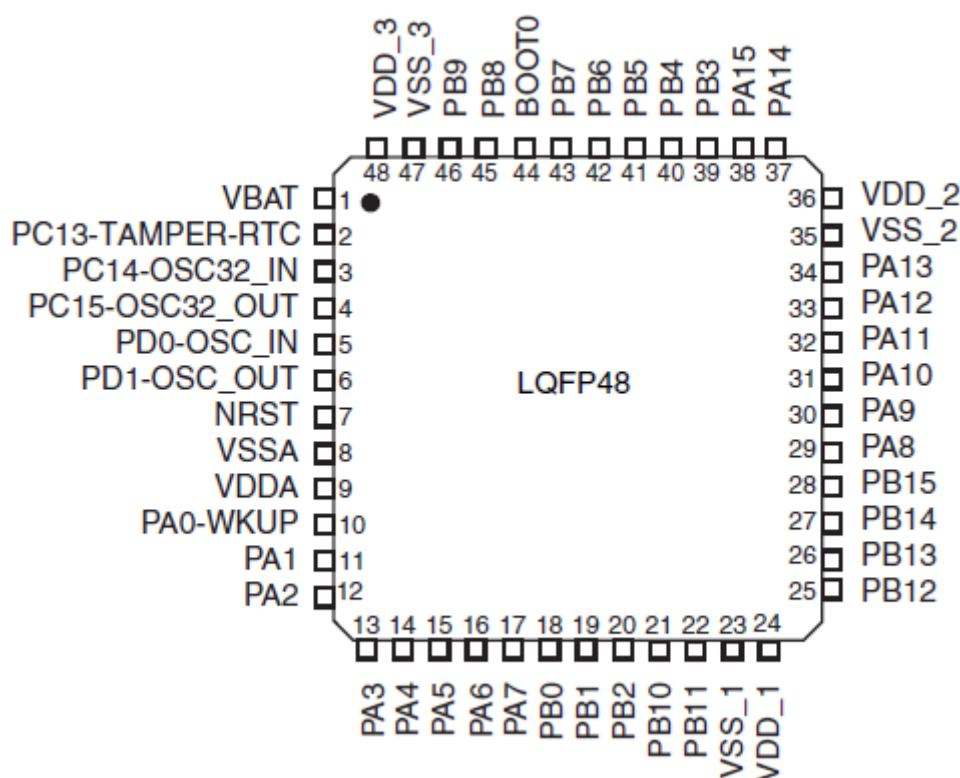


图 2-9 STM32F103C8T6 引脚图

3 两轮自平衡车硬件设计

3.1 系统硬件框图

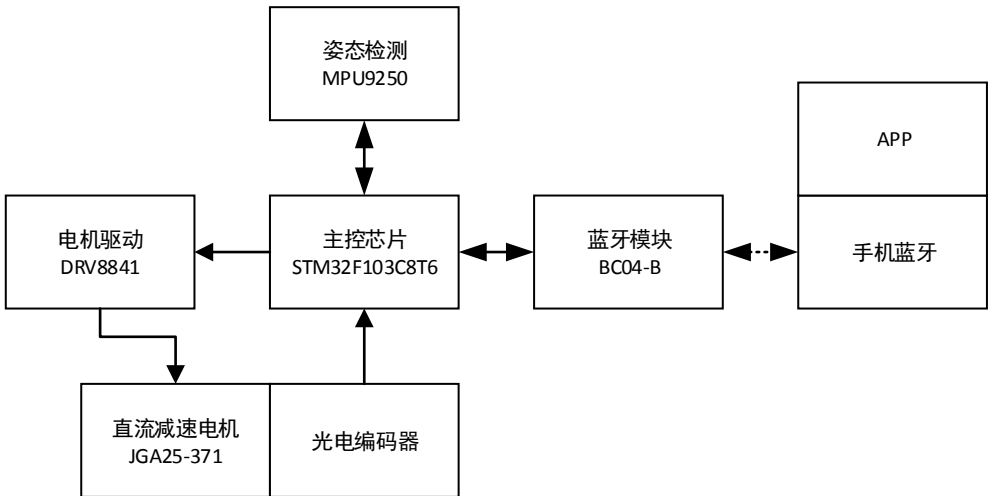


图 3-1 系统硬件框图

本系统采用 STM32F103C8T6 作为主控芯片来实现整个系统的各项功能指标。其中，姿态检测传感器采用 MPU-9250，速度检测依靠电机自带的光电编码器，直流减速电机 JGA25-371 作为执行单元，蓝牙模块 BC04-B 作为与手机通信的接口，无线模块 NRF24L01（图中未画出）作为与上位机通信的接口，方便系统调试与参数整定。设计中采用角度信息（由 MPU-9250 获得）与速度信息（由光电编码器获得）组成串级 PID 闭环系统，控制两个直流减速电机运动，使平衡车完成自平衡、移动和转弯功能。系统整体硬件框图如图 3-1。

3.2 电机驱动电路设计

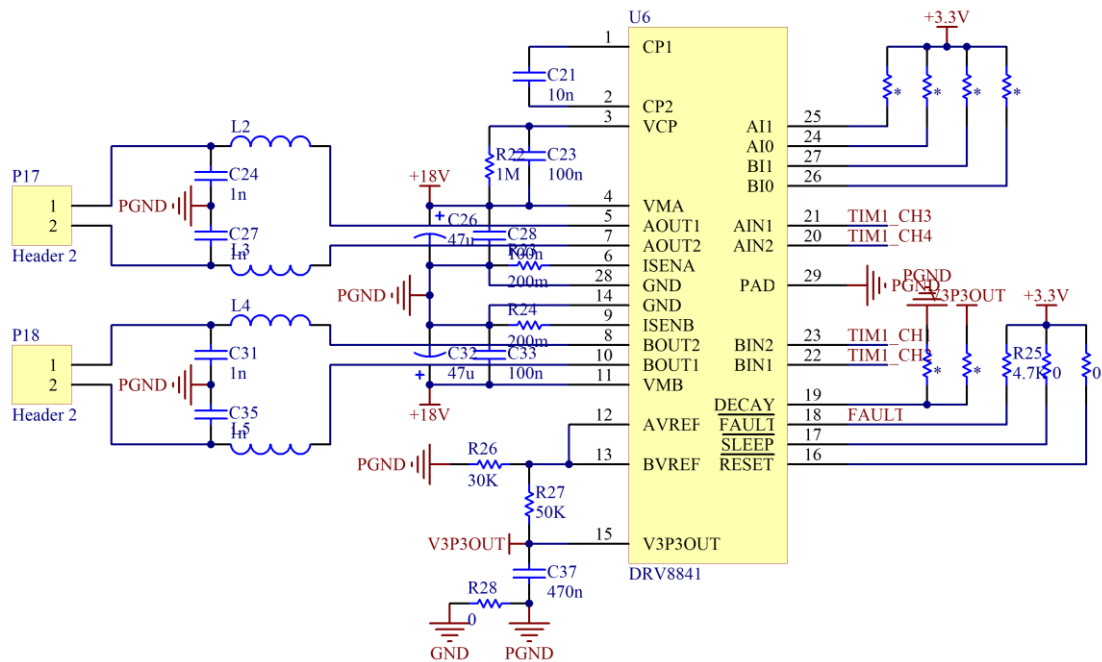


图 3-2 电机驱动电路原理图

电机驱动电路原理图如图 3-2。电机驱动芯片采用 DRV8841，该芯片内部集成双路 H 桥驱动，可以直接驱动两个电机。其逻辑如表 3-1。另外，该芯片支持电流调节，可设定斩波电流，电流范围如表 3-2。全范围(100%)斩波电流通过下式计算：

$$I_{CHOP} = \frac{V_{REFx}}{5 * R_{ISENSE}}$$

表 3-1 H 桥逻辑

xIN1	xIN2	xOUT1	xOUT2
0	0	L	L
0	1	L	H
1	0	H	L
1	1	H	H

表 3-2 电流范围

xI1	xIN0	百分比
1	1	0%（H 桥关闭）
1	0	38%
0	1	71%
0	0	100%

表 3-3 衰减模式

DECAY	百分比
0	慢速衰减
-(open)	混合衰减
1	快速衰减

通常情况下，芯片受输入 PWM 控制，当电流达到斩波阈值时，电流调节器开始工作，H 桥将衰减电流直到下一次 PWM 周期（固定 50KHz），可选衰减模式如表 3-3。该特性可用于限制直流电机的启动电流和失速（堵转）电流。

设计中选择 VREF 为 3.3V*30/(30+50)=1.2375V，选择 RISENSE 为 200mΩ，则斩波电流为 1.2375V/(5*200mΩ)=1.2375A。

在 PCB 布局上，芯片的 VMA、VMB 需要有良好的旁路电容(47uF、100nF)，且距芯片引脚尽可能近，以提供最小的高频电流环路。

在输入 PWM 频率较高时，L2、L3、L4、L5 可以选择磁珠，其与电容一起构成 LC 滤波器，以降低高频部分的电磁辐射。

3.3 传感器电路设计

传感器电路原理图如图 3-3。核心器件为 MPU-9250，该芯片集 3 轴陀螺仪、3 轴加速度计、3 轴电子罗盘于一体，避免了存在的轴差问题，提供了完整的 9 轴数据解算方案。而且 MPU-9250 可外接各种 I2C 传感器，支持以 I2C 主模式方式与外部传感器通信，然后汇总所有传感器信息，统一送给主控芯片，避免了主

控芯片的干预，能预留更多时间给其他应用。

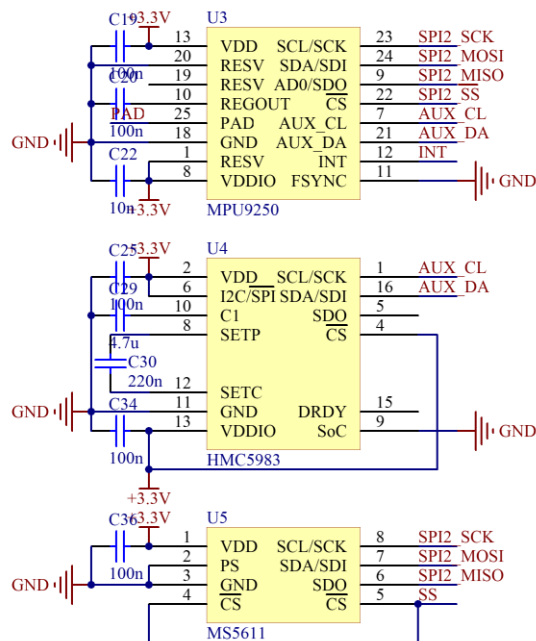


图 3-3 传感器电路原理图

本系统采用该芯片的典型电路设计，该设计兼容 MPU-6500，使用 SPI 接口与主控芯片通信，SPI 通信时序为模式 3（极性：SCK 空闲时为高电平，相位：SCK 第二个边沿，即上升沿），最大时钟频率为 1MHz（所有寄存器）或 20MHz（数据和中断寄存器）。同时外接可选 HMC5983，以提供更精准的磁力计输出。预留 MS5611 气压计，供以后扩展使用。

表 3-4 HMC5983 协议选择

I2C/SPI	CS	协议
0	0	SPI（片选使能）
0	1	SPI（片选失能）
1	1	I2C

表 3-5 MS5611 协议选择

PS	CS	协议
0	0	SPI（片选使能）
0	1	SPI（片选失能）
1	X	I2C（取 CS 非作为从器件地址 LSB）

3. 4 通信电路设计

3. 4. 1 无线模块 NRF24L01

无线模块 NRF24L01 原理图如图 3-4。NRF24L01 是 NORIDC 公司生产的一款无线通信芯片，其工作于 2.4GHz 全球开放 ISM 频段，最大支持 126 频道，采用 GFSK 调制，抗干扰能力强。支持 1.9-3.6V 供电，拥有相当低的功耗，发送模式 0dBm 输出功率下电流为 11.3mA，接收模式 2Mbps 速率下电流为 12.3mA。

块等待配对，当 LED 指示灯常亮时表明模块已建立连接，此时模块可以当作全双工串口使用，实现数据的透明传输。

表 3-6 主从模式

PIO(4)	PIO(5)	主从模式
X	X	硬件从模式
X	1	硬件主模式
1	X	软件主从模式

表 3-7 PIO(3)功能描述

PIO(3)	功能描述
X	无操作
1(短按)	记忆清除
1(长按 3S)	恢复默认值

表 3-8 PIO(2)状态指示

PIO(2)	状态指示
0	其他状态
1	连接状态

3.5 主控电路设计

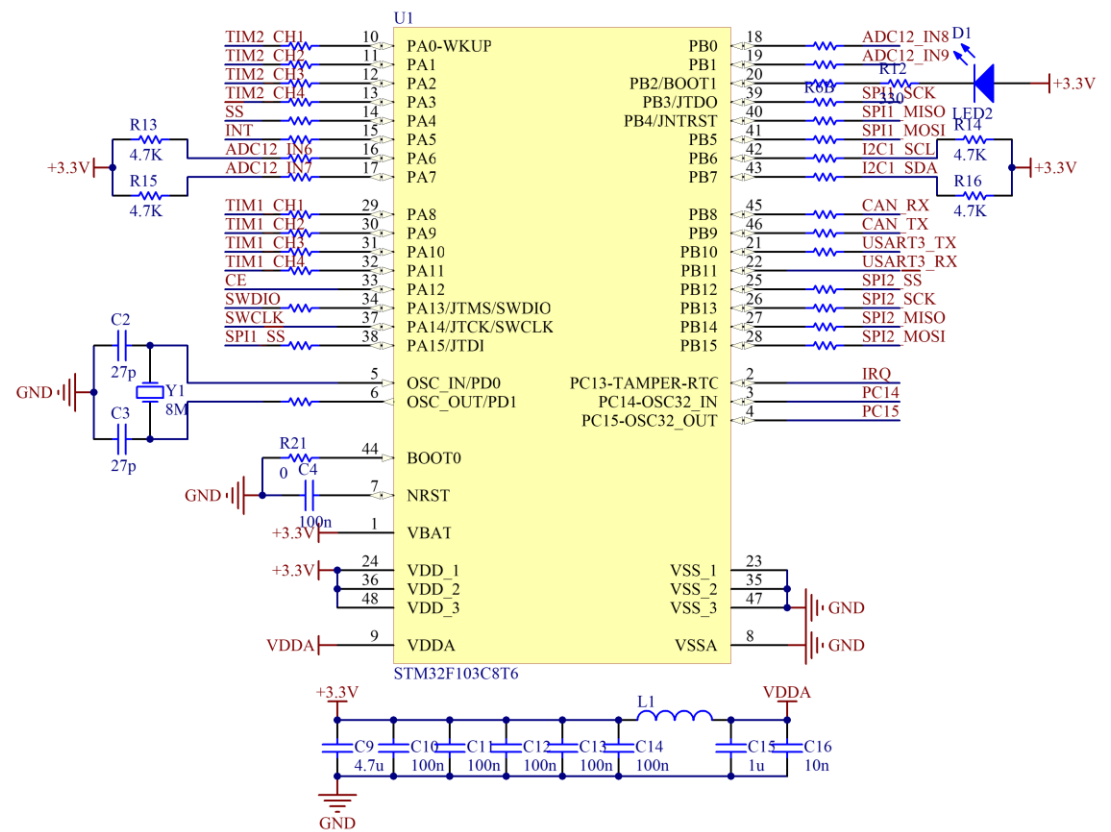


图 3-6 主控电路原理图

主控电路原理图如图 3-6。本系统采用该芯片的典型电路设计，VDD 和 VDDA 引脚需有良好的电容旁路(4.7uF、1uF、100nF)。OSC 引脚接入 8MHz 外

部高速晶振(HSE)，经锁相环(PLL)9 倍频后，使 Cortex-M3 内核运行于 72MHz 下。该芯片支持 JTAG 和 SWD 调试接口，可从多种存储器启动，正常情况下将从用户 FLASH 启动，详细自举配置如表 3-9。

表 3-9 自举引脚配置

BOOT1	BOOT0	自举模式	别名使用
X	0	用户 FLASH	选择用户 FLASH 作为自举空间
0	1	系统存储器	选择系统存储器作为自举空间
1	1	嵌入式 SRAM	选择嵌入式 SRAM 作为自举空间

本系统使用了该芯片的较多外设功能。其中，使用 TIM1 作为 PWM 控制器控制电机驱动芯片，使用 TIM3 和 TIM4 作为正交编码接口(QEI)从光电编码器获得编码，使用 SPI2 完成与传感器的通信，使用 USART3 完成与蓝牙模块 BC04-B 的数据传输，使用 SPI1 完成与无线模块 NRF24L01 的数据传输。

3.6 电源电路设计

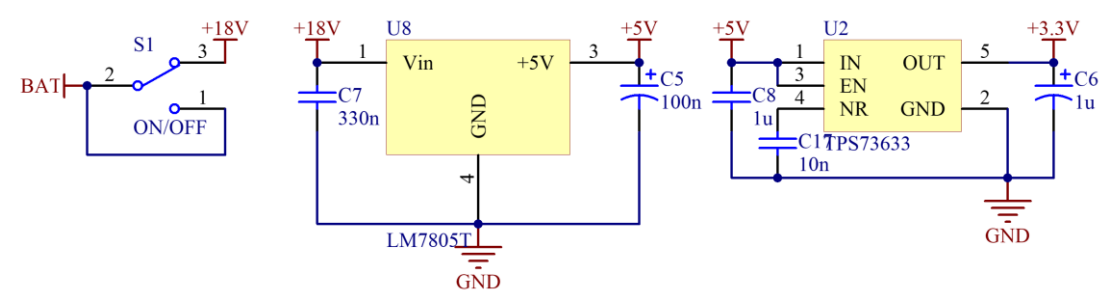


图 3-7 电源电路原理图

本系统采用 3S 锂离子电池供电，每节电池额定电压为 3.7V，充电截止电压为 4.2V，则电池总输出电压为 $3.7V \times 3 = 11.1V$ ，满足电机驱动芯片 DRV8841 的输入电压(8.2-45V)范围，但主控和其他芯片需要更低的供电电压，故选用 LM7805T 线性稳压器以提供 +5V 电源电压。LM7805T 是三端正电源稳压芯片，输出电流大于 1A，内部集成晶体管安全工作区保护、短路保护、过流保护、过热保护，能有效避免器件由于过载或过热损坏。

本系统采用 LM7805T 的典型电路设计。同时，需考虑该芯片的结温与耗散功率。经估计，该芯片输出电流大致为 100-200mA，芯片所承受的压降为 $11.1V - 5V = 6.1V$ ，耗散功率为 $6.1V \times 200mA = 1.22W$ ，其 $R_{\theta JA}$ （结到空气热阻）和 $R_{\theta JC}$ （结到热焊盘热阻）分别为 $5^{\circ}C/W$ 和 $65^{\circ}C/W$ 。若不加散热片，其结温为 $25^{\circ}C + 65^{\circ}C/W \times 1.22W = 104.3^{\circ}C$ ，小于器件要求 $125^{\circ}C$ 。考虑需要预留一定余量，所以选择直接用 PCB 作为散热片。

另外，主控芯片和传感器等需要 +3.3V 电源电压，该电源输出电流较小，但要求较低的噪声水平和较高的负载瞬态响应能力，且需要具有高电源抑制比(PSRR)和低压差(LDO)的特性。

本系统采用 TPS73633 的典型电路设计。该芯片最大输出电流 400mA，有低压差特性(75mV@Iout=400mA)，提供优异的负载瞬态响应能力，且具有较低的噪声(30uVrms@10Hz-100KHz)和较高的 PSRR(37dB@f=10KHz,Iout=400mA)。满足本系统的电源需求。

4 两轮自平衡车软件设计

4.1 系统软件框图

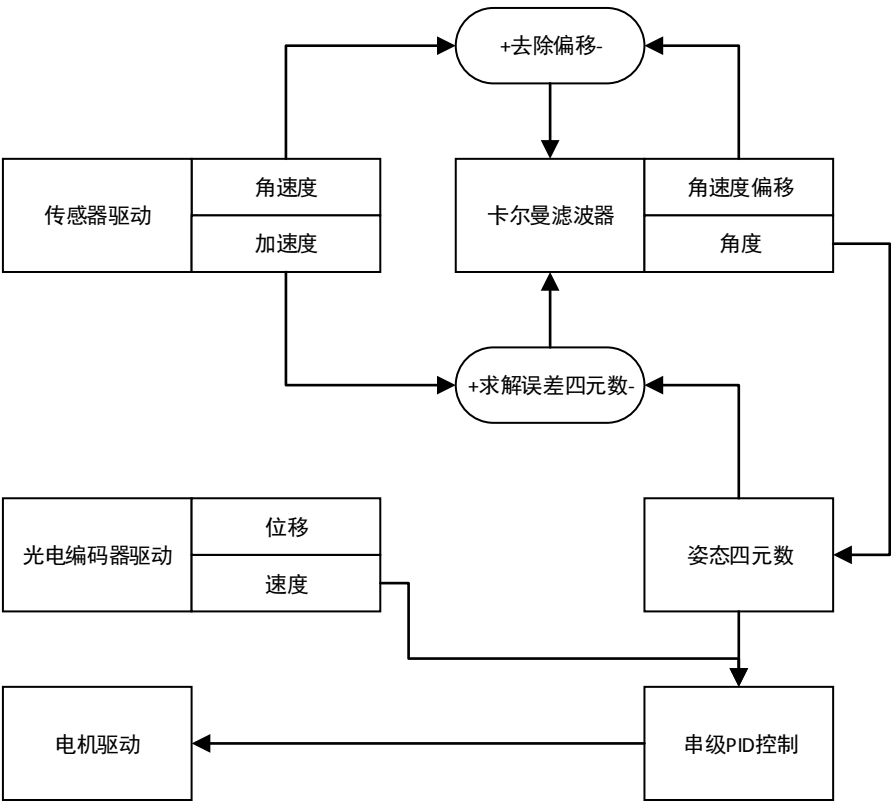


图 4-1 系统软件框图

本系统的程序可分为如下几个模块：

- 1) 电机驱动负责输出 PWM 控制电机，实现脉冲宽度调速；
- 2) 光电编码器驱动负责通过正交编码接口(QEI)获得编码，完成从编码到位移和速度的转换；
- 3) 传感器驱动负责通过 SPI 接口与传感器通信，完成传感器初始化、周期性读取角速度和加速度原始数据的任务；
- 4) 卡尔曼滤波器负责传感器数据的滤波和融合。通过已知的数据模型，完成角速度和加速度原始数据的融合，进而得到滤波后的姿态四元数；
- 5) 四元数姿态解算负责提供数据融合过程中所需要的各种算法。实现世界坐标和载体坐标之间的变换，完成误差四元数（加速度与姿态四元数的“差”）的求解，提供四元数与角度的转换和四元数迭代算法；

- 6) 串级 PID 控制部分负责完成系统的闭环算法，控制电机驱动执行相应动作。其依靠角度-速度（两轮的平速度）串级 PID 控制，完成平衡车的自平衡、移动功能，依靠速度（两轮的差分速度）单级 PID 控制，完成平衡车的转弯功能。

4.2 电机驱动设计

4.2.1 电机驱动设计

1) 时钟配置

SYSCLK 频率 72MHz，APB2 频率 72MHz，TIM1 频率 72MHz。

2) 外设配置

PA8、PA9、PA10、PA11 配置为复用推挽输出模式；

TIM1 预分频(PSC)值为 1-1，自动重装(ARR)值为 65535，中心对齐模式 3，使能更新中断，更新中断产生频率为 $72\text{MHz}/1/65535=1.098\text{KHz}$ 。配置 CH1、CH2、CH3、CH4 为 PWM1 模式，PWM 频率为 $1.098\text{KHz}/2=549\text{Hz}$ 。

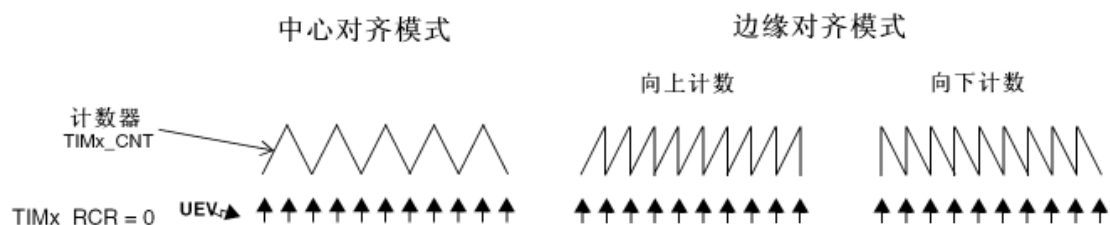


图 4-2 各种计数模式

驱动程序中的 PWM 脉冲宽度调制通过改变捕获比较(CCR)值实现：

```
TIM1->CR1 |= TIM_CR1_UDIS;
```

```
TIM1->CCR3 = (TIM1->ARR - motor[0]) / 2;
```

```
TIM1->CCR4 = (TIM1->ARR + motor[0]) / 2;
```

```
TIM1->CCR2 = (TIM1->ARR - motor[1]) / 2;
```

```
TIM1->CCR1 = (TIM1->ARR + motor[1]) / 2;
```

```
TIM1->CR1 &= ~TIM_CR1_UDIS;
```

其中 motor[0]、motor[1]分别表示两个电机。结合图 4-2 可以得到，当 motor=+ARR 时，电机正转且将达到最大速度，当 motor=-ARR 时，电机反转且将达到最大速度，改变 motor 的值，可实现 PWM 脉冲宽度调速。

4.2.2 光电编码器驱动设计

1) 时钟配置

SYSCLK 频率 72MHz，APB1 频率 36MHz，TIM3、TIM4 频率 36MHz。

2) 外设配置

PA6、PA7、PB6、PB7 配置为上拉输入模式；

TIM3 预分频(PSC)值为 1-1，自动重装(ARR)值为 65536-1，编码器模式 3；

TIM4 预分频(PSC)值为 1-1，自动重装(ARR)值为 65536-1，编码器模式 3。
 驱动程序中的位移通过读取计数(CNT)值实现：

```
displace[0] = -(int16_t)TIM3->CNT * _IQ16(1.0f);
displace[1] = +(int16_t)TIM4->CNT * _IQ16(1.0f);
```

要将编码转换为位移和速度，需要知道车轮的直径和每圈的编码。经测定，车轮的直径为 65mm，每圈的编码经前面方案选型中已经确定，为 334*4*21.3。由此得出编码与位移的对应关系为：

$$\text{位移(mm)}=\text{编码}*(\text{PI}*65\text{mm})/(334*4*21.3)$$

4.3 传感器驱动设计

表 4-1 陀螺仪滤波器表

FCHOICE		DLPF_CFG	陀螺仪			温度传感器	
<1>	<0>		带宽(Hz)	时延(ms)	采样率(KHz)	带宽(Hz)	时延(ms)
X	0	X	8800	0.064	32	4000	0.04
0	1	X	3600	0.11	32	4000	0.04
1	1	0	250	0.97	8	4000	0.04
1	1	1	184	2.9	1	188	1.9
1	1	2	92	3.9	1	98	2.8
1	1	3	41	5.9	1	42	4.8
1	1	4	20	9.9	1	20	8.3
1	1	5	10	17.85	1	10	13.4
1	1	6	5	33.48	1	5	18.6
1	1	7	3600	0.17	8	4000	0.04

表 4-2 加速度计滤波器表

ACCEL_FCHOICE	A_DLPF_CFG	带宽 (Hz)	时延 (ms)	噪声密度 (ug/rtHz)	采样率 (KHz)
0	X	1130	0.75	250	4
1	0	460	1.94	250	1
1	1	184	5.80	250	1
1	2	92	7.80	250	1
1	3	41	11.80	250	1
1	4	20	19.80	250	1
1	5	10	35.70	250	1
1	6	5	66.96	250	1
1	7	460	1.94	250	1

1) 时钟配置

SYSCLK 频率 72MHz，APB1 频率 36MHz，SPI2 频率 36MHz。

2) 外设配置

PA5 配置为上拉输入模式；

PB12 配置为推挽输出模式；

PB13、PB15 配置为复用推挽输出模式；

PB14 配置为上拉输入模式；

EXTI 配置中断线 5 连接 GPIOA；

SPI2 时钟频率为 18MHz，SPI 通信时序为模式 3（极性：SCK 空闲时为高电平，相位：SCK 第二个边沿，即上升沿）。

驱动程序初始化 MPU-9250 的采样率为 1KHz，陀螺仪量程为 $\pm 2000\%$ ，加速度计量程为 $\pm 16g$ ，且两个滤波器带宽都为 184Hz。详细滤波器配置如表 4-1 和表 4-2。然后设置 I2C 主模式，从器件 7 位地址为 0x0C，每 100Hz 触发 AK8963 读取数据和启动测量。随后将产生中断以通知处理器读取数据。

4.4 通信驱动设计

4.4.1 无线模块 NRF24L01

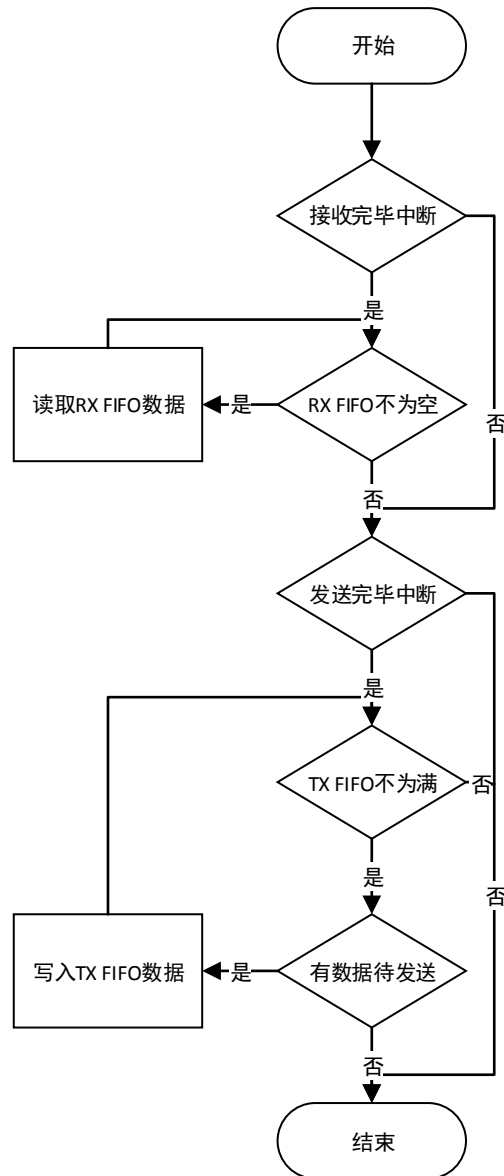


图 4-3 NRF24L01 流程图

1) 时钟配置

SYSCLK 频率 72MHz，APB2 频率 72MHz，SPI1 频率 72MHz。

2) 外设配置

PC13 配置为上拉输入模式；

PA12 配置为推挽输出模式；

PA15 配置为推挽输出模式；

PB3、PB5 配置为复用推挽输出模式；

PB4 配置为上拉输入模式；

EXTI 配置中断线 13 连接 GPIOC；

SPI1 时钟频率为 9MHz，SPI 通信时序为模式 0（极性：SCK 空闲时为低电平，相位：SCK 第一个边沿，即上升沿）。

驱动程序初始化 NRF24L01 的发送接收地址为 0xA0、0xA1、0xA2、0xA3、0xA4，启用 Enhanced ShockBurst 功能，设置数据速率为 2Mbps，设置重传延时为 500uS，最大重试 15 次。随后若收到数据或发送成功时，将产生中断以通知处理器进一步处理。

4.4.2 蓝牙模块 BC04-B

1) 时钟配置

SYSCLK 频率 72MHz，APB1 频率 36MHz，USART3 频率 36MHz。

2) 外设配置

PB10 配置为复用推挽输出模式；

PB11 配置为上拉输入模式；

USART3 波特率为 9600bps，8 位数据位、1 位停止位，无校验。

驱动程序初始化 USART 完毕后，当蓝牙模块与手机蓝牙的连接建立成功，将收到连接成功字符串，此时本模块可以作为全双工串口使用，实现数据的透明传输。

通信格式如图 4-4。字符串的第 0 位是控制字符'C'，字符串的第 1 位是具体的动作，'U'表示前进，'D'表示后退，'L'表示左转，'R'表示右转，'S'表示停止。例如，串口接收到字符串"CU#"，表示前进命令；接收到字符串"CS#"，表示停止命令。

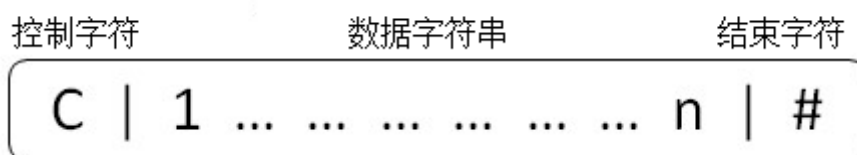


图 4-4 通信格式

4.5 四元数姿态解算设计

4.5.1 四元数介绍

常用于表示物体姿态的方法有：欧拉角、四元数、余弦矩阵，其所需存储的变量个数为：3，4，9。四元数相对于其他两种方法较多的优势，其存储变量少，且能避免欧拉角的万向锁(Gimbal lock)问题。1843 年哈密尔顿(William Rowan Hamilton)发明了四元数(Quaternion)的数学概念。四元数采用超复数来表示世界坐标到载体坐标的旋转，其运算方法有较大不同。

记四元数为：

$$\vec{q} = [w \ \vec{v}] = [w \ (x \ y \ z)] = w + xi + yj + zk$$

若定义绕向量 \vec{n} 旋转 θ 为四元数 q ，则可转化为轴-角对^[18]：

$$\vec{q} = \left[\cos \frac{\theta}{2} \ \vec{n} \sin \frac{\theta}{2} \right] = \left[\cos \frac{\theta}{2} \ (\vec{n}_x \sin \frac{\theta}{2} \ \vec{n}_y \sin \frac{\theta}{2} \ \vec{n}_z \sin \frac{\theta}{2}) \right]$$

单位四元数：

$$[1 \ \vec{0}], [-1 \ \vec{0}]$$

两个单位四元数运算后结果不同，但几何意义相同，一般选择其中一个作为单位四元数。

四元数的范数（模）：

$$\|\vec{q}\| = \|[w \ \vec{v}]\| = \sqrt{w^2 + \|\vec{v}\|^2} = \sqrt{w^2 + x^2 + y^2 + z^2}$$

四元数的共轭和逆运算：

$$\vec{q}^* = [w \ \vec{v}]^* = [w \ -\vec{v}]$$

$$\vec{q}^{-1} = \frac{\vec{q}^*}{\|\vec{q}\|}$$

四元数的加减法：

$$\vec{q}_1 \pm \vec{q}_2 = [w_1 \pm w_2 \ \vec{v}_1 \pm \vec{v}_2]$$

四元数的乘法（通常情况下指四元数的叉乘）：

$$\vec{q}_1 \times \vec{q}_2 = [w_1 w_2 - \vec{v}_1 \cdot \vec{v}_2 \ w_1 \vec{v}_2 + w_2 \vec{v}_1 + \vec{v}_1 \times \vec{v}_2]$$

四元数的乘法满足结合律，不满足交换律，且没有四元数的除法，只能采用左乘或右乘四元数的逆来实现（称为四元数的“差”）。

四元数乘积的模（范数）等于模的乘积：

$$\|\vec{q}_1 \times \vec{q}_2\| = \|\vec{q}_1\| \times \|\vec{q}_2\|$$

四元数乘积的逆等于四元数的逆先倒序再做乘积：

$$(\vec{q}_1 \times \vec{q}_2)^{-1} = (\vec{q}_2^{-1} \times \vec{q}_1^{-1})$$

将三维点 p 扩充到四元数空间，可以得到经四元数旋转后的点 p' ，且旋转之后实部不变，模相等：

$$\vec{p} = [0 \quad \vec{v}] = [0 \quad (x \quad y \quad z)]$$

$$\vec{p}' = \vec{q} \times \vec{p} \times \vec{q}^{-1}$$

若已知点 v 经四元数旋转到 w 处（模相等），可以求得中点 k ，然后将点扩充到四元数空间，进而求得四元数 q ^[11]：

$$\vec{q} = \vec{k} \times \vec{v}^* = \vec{w} \times \vec{k}^*$$

四元数微分方程：

$$\dot{\vec{q}} = \begin{bmatrix} 0 & \vec{w} \end{bmatrix} \vec{q} = \begin{bmatrix} 0 & (\frac{w_x}{2} & \frac{w_y}{2} & \frac{w_z}{2}) \end{bmatrix} \vec{q}$$

一阶近似迭代解为：

$$\vec{q}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta\vec{\theta}_k}{2} \end{bmatrix} \vec{q}_k = \begin{bmatrix} 1 & (\frac{\Delta\theta_x}{2} & \frac{\Delta\theta_y}{2} & \frac{\Delta\theta_z}{2}) \end{bmatrix} \vec{q}_k$$

其精确迭代解为：

$$\vec{q}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\|\Delta\vec{\theta}_k\|}{2} & \frac{\sin \frac{\|\Delta\vec{\theta}_k\|}{2}}{\|\Delta\vec{\theta}_k\|} \Delta\vec{\theta}_k \end{bmatrix} \vec{q}_k$$

$$\Delta\vec{\theta}_k = \int_{t_0}^{t_1} \vec{w}_k dt$$

对于多次旋转的合成，存在两种可能的情况：一种是固定坐标系（世界坐标系）情况下，载体上某点随载体旋转其坐标发生变化；一种是旋转坐标系（载体坐标系）情况下，世界中某参照点随载体坐标系旋转其坐标发生变化。固定坐标系情况下，每次旋转的合成通过左乘运算迭代；旋转坐标系情况下，每次旋转的合成通过右乘运算迭代。

由此，可以得出某点从世界坐标到载体坐标的映射：

$$\vec{p}' = \vec{q}^{-1} \times \vec{p} \times \vec{q}$$

从载体坐标到世界坐标的映射：

$$\vec{p}' = \vec{q} \times \vec{p} \times \vec{q}^{-1}$$

4.5.2 四元数姿态解算

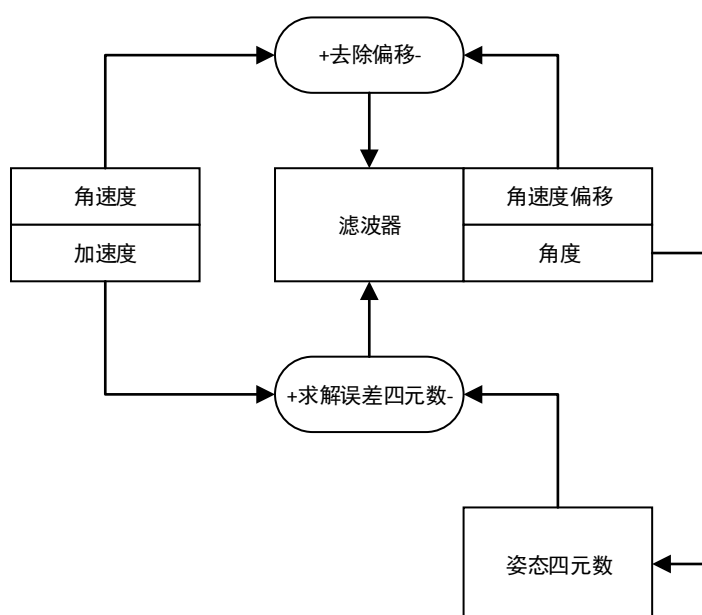


图 4-5 数据融合框图

根据 4.5.1 节描述的四元数姿态解算原理，结合图 4-5 可以大致了解整个 3 维姿态解算的框架：

- 1) 陀螺仪测量值去除偏移后，经积分后，得到角度增量；
- 2) 加速度计测量值和电子罗盘（图中未画出）的测量值缩放为单位向量，并扩充到四元数空间；
- 3) 求解加速度计和电子罗盘所确定的姿态四元数和当前姿态四元数的误差四元数；
- 4) 滤波器对第 1 步的角度增量和第 3 步的角度误差进行滤波和融合，得到滤波后的角度增量；
- 5) 将第 4 步结果迭代到当前姿态四元数中，使算法不断收敛。

4.6 卡尔曼滤波器设计

4.6.1 卡尔曼滤波器原理

卡尔曼全名 Rudolf Emil Kalman，匈牙利数学家，于 1960 年正式发表论文《A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems》，该论文详细阐述了卡尔曼滤波器的原理。

卡尔曼滤波器是一个最优化自回归数据处理算法(optimal recursive data processing algorithm)，对于解决很多预测问题，它是最优，效率最高，甚至是最有用的。到目前为止，该算法仍然被广泛应用于各个领域，包括导航控制、数据融合、目标跟踪。近年来，更是被应用于计算机图像处理上，如人脸识别，图像分割，边缘检测等。

卡尔曼滤波的主要目的就是要尽可能减少噪声对系统的影响，并从含有噪声

的信号中得到系统状态向量的最优估计值。它采用了物理意义直观的时域状态空间表示，状态向量的每次更新都由前一次估计值和新的测量值得到，只需保存前一次的估计值，数据存储量较小，而且使用简单的递推算法，用计算机实现起来简单高效。

卡尔曼滤波器定义了随机离散时间过程的状态向量 $x(k) \in R^n$ ，该过程由以下随机离散差分方程表示：

$$x(k) = Ax(k-1) + Bu(k-1) + w(k-1)$$

还定义了测量向量 $z(k) \in R^m$ ，测量方程可表示为：

$$z(k) = Hx(k) + v(k)$$

其中 $A \in R^{n,n}$ 为状态转移矩阵， $B \in R^{n,n}$ 为输入加权矩阵， $H \in R^{m,n}$ 为测量矩阵， $u(k) \in R^n$ 为 k 时刻系统的输入信号， $w(k) \in R^n$ 为过程激励噪声， $v(k) \in R^m$ 为测量噪声，一般建模为相互独立且满足正态分布的零均值白噪声^[12]，即：

$$w(k) \sim N(0, Q)$$

$$v(k) \sim N(0, R)$$

其相关矩阵定义为：

$$E[w(n)w(k)^H] = \begin{cases} Q(n), & n = k \\ 0, & n \neq k \end{cases}$$

$$E[v(n)v(k)^H] = \begin{cases} R(n), & n = k \\ 0, & n \neq k \end{cases}$$

初始状态向量用以下方法描述：

$$\begin{cases} E[x(t_0)] = x_0 \\ E\{[x(t_0) - x_0][x(t_0) - x_0]^T\} = p_0 \end{cases}$$

p_0 是主对角线上的元素为非负数的对角矩阵，代表了 x_0 和真实状态的方差。

同时，定义 $x(k)$ 为真实值， $\hat{x}(\bar{k})$ 为先验估计， $\hat{x}(k)$ 为后验估计，则误差和误差协方差分别定义如下：

$$\begin{cases} e(\bar{k}) = x(k) - \hat{x}(\bar{k}) \\ e(k) = x(k) - \hat{x}(k) \\ P(\bar{k}) = E[e(\bar{k})e(\bar{k})^T] = cov(e(\bar{k})) \\ P(k) = E[e(k)e(k)^T] = cov(e(k)) \end{cases}$$

有了以上信息，就可以通过卡尔曼滤波器的反馈控制来实现状态估计：首先根据输入激励估计过程下一时刻的状态，然后从新的测量值获得反馈，进而修正估计值，完成系统预测功能。因此算法分为两个部分：状态更新和测量更新。状

态更新负责向前预测当前状态向量和误差协方差的值，为下一个状态构成先验估计，测量更新负责将先验估计和新的测量向量结合以构成改进的后验估计。

状态更新方程：

$$\begin{cases} \hat{x}(\bar{k}) = A\hat{x}(k-1) + Bu(k-1) \\ \hat{P}(\bar{k}) = A\hat{P}(k-1)A^T + Q \end{cases}$$

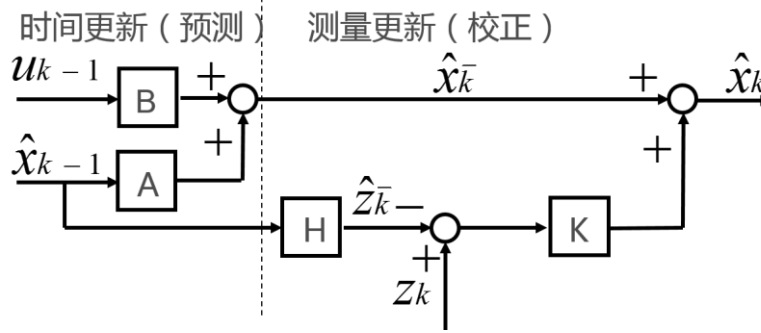


图 4-6 状态向量流程图

测量更新方程：

$$\begin{cases} K(k) = \hat{P}(\bar{k})H^T(H\hat{P}(\bar{k})H^T + R)^{-1} \\ \hat{x}(k) = \hat{x}(\bar{k}) + K(k)(z(k) - H\hat{x}(\bar{k})) \\ \hat{P}(k) = (I - K(k)H)\hat{P}(\bar{k}) \end{cases}$$

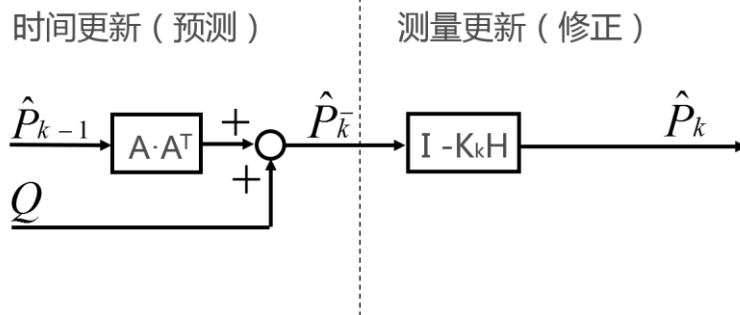


图 4-7 误差协方差流程图

4.6.2 陀螺仪和加速度计的数据融合

根据 4.6.1 节描述的卡尔曼滤波器原理，首先需要确定状态方程和测量方程，必须综合考虑实际应用，使得设计的滤波器易于实现。在设计状态方程中，状态向量的选择对算法结构有较大影响。考虑到角度和角速度存在导数关系，角度可作为一个状态量，而角速度不适合作为状态量，因为其导数传感器并未提供，基于之前分析，已知角速度存在偏移，则可用角速度偏移作为一个状态量^{[12] [13]}。

最终得到以下微分方程和测量方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{angle} \\ \dot{offset} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} angle \\ offset \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} gyro + \begin{bmatrix} w_g \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$angle = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} angle \\ offset \end{bmatrix} + v_a$$

其中 angle 为角度， offset 为角速度偏移， gyro 为角速度， w_g 为陀螺仪和其他系统噪声， v_a 为加速度计观测噪声，角速度偏移假定为常值，噪声项为 0。令采样时间为 T_s ，则有：

$$x(k) = x(k-1) + \dot{x}(k-1)T_s$$

整理得到状态方程和测量方程：

$$\begin{cases} x(k) = \begin{bmatrix} 1 & -T_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x(k-1) + \begin{bmatrix} T_s \\ 0 \end{bmatrix} u(k-1) + \begin{bmatrix} w_g T_s \\ 0 \end{bmatrix} \\ z(k) = [1 \quad 0]x(k) + [v_a] \end{cases}$$

相关矩阵为：

$$\begin{cases} Q = \begin{bmatrix} \text{var}(w_g T_s) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{var}(w_g) T_s^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ R = [\text{var}(v_a)] \end{cases}$$

$\text{var}(w_g T_s)$ 表明角度在过程估计中受到影响的程度，值越大说明误差越大，可信程度越低。陀螺仪的高频噪声是一方面，陀螺仪线性度，系统模型的准确性，最终都将反应到状态量上。过程噪声协方差一般难以确定，通过测量陀螺仪数据，可以得到一个较为可信的参考值。

$\text{var}(v_a)$ 表明角度测量值受到影响的程度，值越大说明误差越大，可信程度越低。其主要受加速度计高频噪声和载体运动情况影响。测量噪声协方差一般可以直接得到，通过测量加速度计在一定条件下的数据，可以得到一个合适的值。

最终，令 x_0 为零向量， p_0 为单位矩阵，选择 T_s 为 1ms，通过离线设计和在线调试结合方式，确定了 $\text{var}(w_g)$ 和 $\text{var}(v_a)$ 的值分别为 0.01 和 0.64。

4.7 串级 PID 控制系统设计

4.7.1 PID 控制器介绍

PID 控制器是一种应用最为广泛的自动控制调节器，其按照误差的比例(proportion)，积分(integral)，微分(derivative)进行调节，具有原理简单，易于实现，应用广泛，参数独立，整定容易等特点，且其对于“一阶滞后+纯滞后”和“二阶滞后+纯滞后”是一种最优控制方式。PID 控制器不需要建立精确的系统模型，容易被人们熟悉和掌握，且拥有良好的控制效果和多样的结构，可以根据需要调整 PID 控制器的形式，例如比例调节器，积分调节器，比例积分调节器，比例微分调节器，比例积分微分调节器。

比例调节器的时域关系为：

$$u(t) = K_p e(t)$$

其中， $u(t)$ 为控制器输出， $e(t)$ 为控制器输入误差， K_p 为比例系数。

由上式可以看出，比例调节器的输出与输入误差成正比，只要有误差，就马上产生与误差成比例的输出。 K_p 越大输出越大，合适的 K_p 能提高系统闭环带

宽，但过大的 K_P 将导致系统相位裕度降低，系统产生震荡。

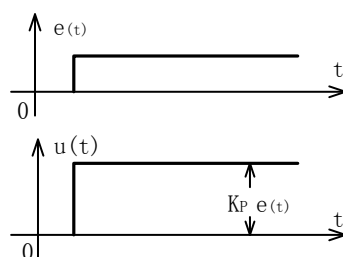


图 4-8 比例阶跃响应

积分调节器的时域关系为：

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) dt$$

其中， T_i 为积分时间常数， T_i 越小，积分作用越强。减小 T_i ，使得调节器的低频增益增大，有助于消除系统稳态误差，但同时降低了相位裕度，降低了系统稳定性。

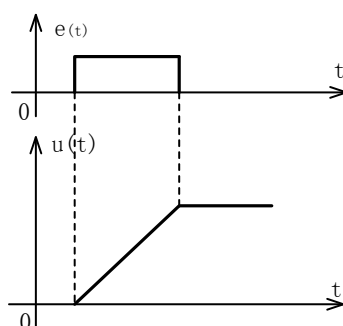


图 4-9 积分阶跃响应

微分调节器的时域关系为：

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt}$$

其中， T_d 为微分时间常数， T_d 越大，微分作用越强。增大 T_d ，使得系统的相位裕度提高，提高系统稳定性。但过大的 T_d 将使噪声增益过大，不适用于噪声大的系统。

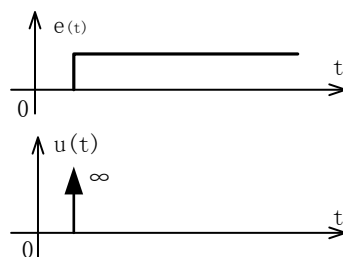


图 4-10 微分阶跃响应

为了提高系统的调节品质，一般按照系统的需要，有选择性的将比例，积分，微分三种调节器结合起来，组成 PID 调节器。其原理图如图 4-11。

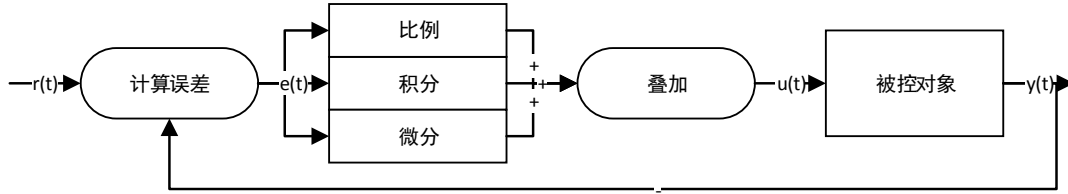


图 4-11 PID 控制原理图

连续系统的 PID 时域关系为：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] + u_0$$

其 s 域模型为：

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p \frac{T_i T_d s^2 + T_i s + 1}{T_i s}$$

离散系统的 PID 表达式为：

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) + \frac{T_d}{T_s} (e(k) - e(k-1)) \right] + u_0$$

采用后向差分得到 s 域到 z 域的映射关系：

$$s = \frac{z-1}{zT} = \frac{1-z^{-1}}{T}$$

PID 控制器既可以用模拟方式也可以用数字方式实现，模拟方式的实现采用运算放大器输出控制量，然后在比较器中与三角波发生电路比较，进而产生可调 PWM 控制执行单元。数字方式的实现首先需要通过传感器和 ADC 电路，将信号转换为处理器可接受的数字信号，然后在处理器内部进行运算输出控制量，最后送给其他执行单元。

4.7.2 串级 PID 控制系统设计

根据 2.1 节描述可以画出本系统的模型简图。如图 4-12。

由图可知系统是二阶滞后系统，且因为惯性时间常数 T 较大，使得整个系统的相移接近 180 度，闭环后将难以稳定。若采用单级 PID 控制，对控制参数的要求较高，且系统的动态特性较差。故最终采用串级 PID 控制，以提高系统的动态特性，降低参数敏感性。

本系统的闭环控制器采用串级 PID 控制器，串级 PID 控制系统的结构如图所示，系统中有两个 PID 控制环。

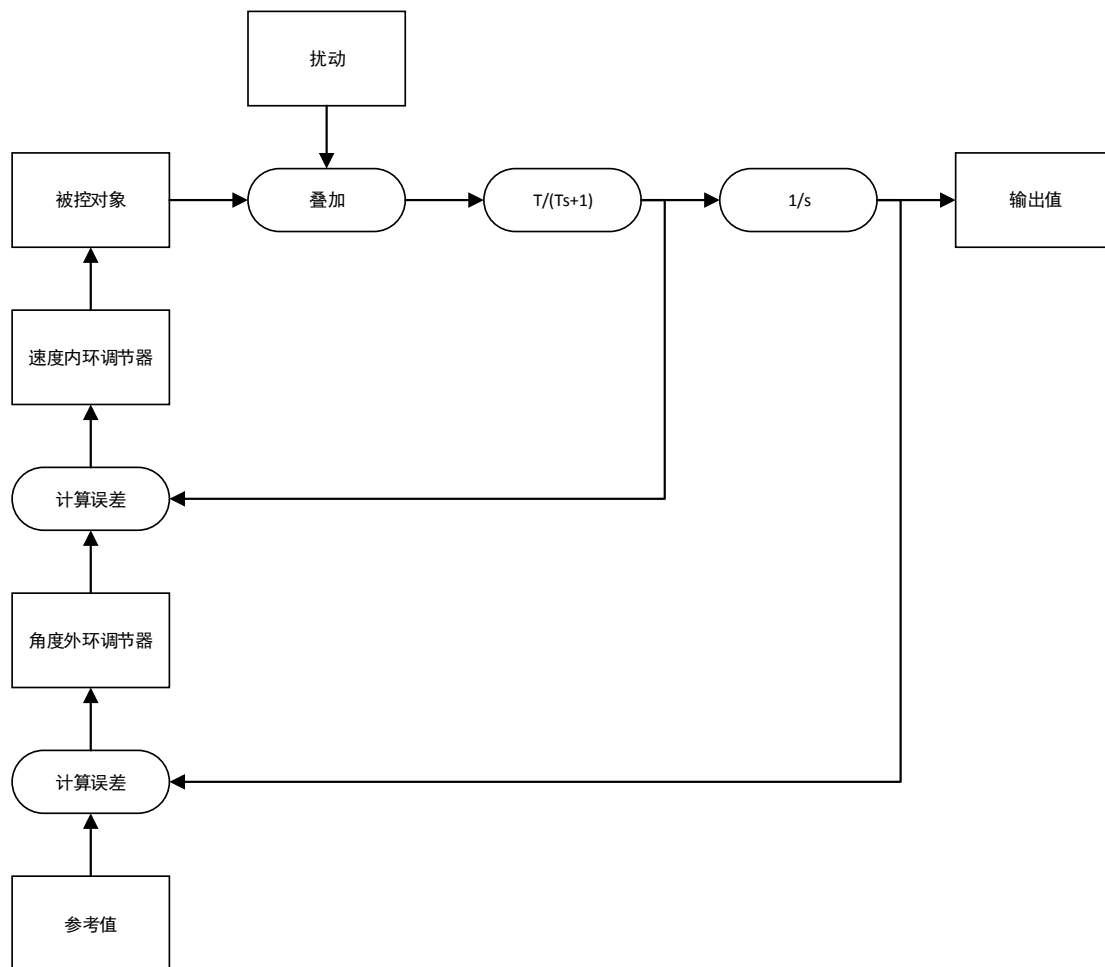


图 4-12 串级控制模型

设计时选择速度作为内环参数，角度作为外环参数，内环回路为副回路，外环回路为主回路。主调节器的参考值通过外部给定，主调节器的输出作为副调节器的参考值，控制方式可以采用同步采样控制（主回路采样频率与副回路相同）或异步采样控制（主回路采样频率低于副回路）。异步采样一般用于主对象响应速度慢，副对象响应速度快的系统，一般根据响应速度快的回路确定采样频率。本系统选择同步采样。

可以证明，加入内环调节器后，系统的相位裕度有了很大提高。若内环采用比例调节器，比例系数为 K_p ，则速度内环的开环传递函数为 $K_p T/(Ts+1)$ ，闭环传递函数为 $K_p T/(Ts+K_p T+1)=1/(s/K_p+1/K_p T+1)$ ，其惯性时间常数为 $T/(K_p T+1)$ ，惯性时间常数是开环的 $1/(K_p T+1)$ 倍，该极点频率提高，系统的响应速度提高，相位裕度提高。

综上，本系统通过串级 PID 控制，实现了小车的自平衡功能。在此基础上，通过给定角度参考值，实现了小车的移动功能，通过差速单级 PID 控制，实现了小车的转弯功能，完成了本次设计的任务。

5 两轮自平衡车安装与调试

5.1 两轮自平衡车安装

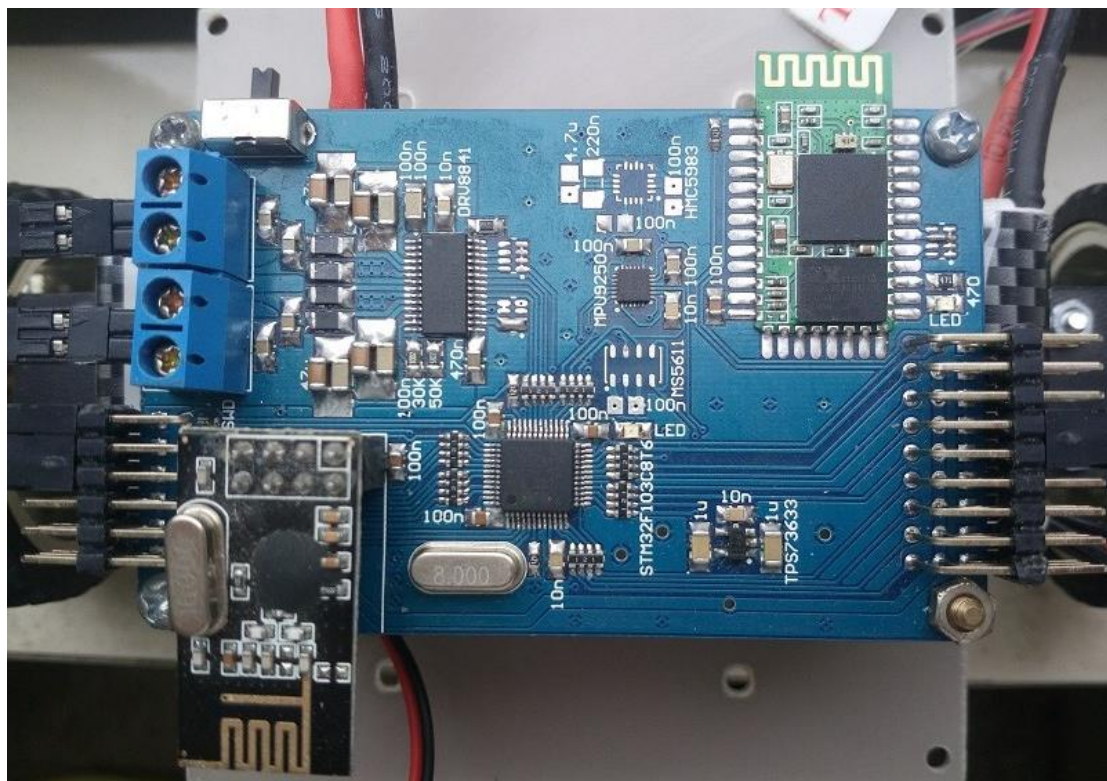


图 5-1 主控板

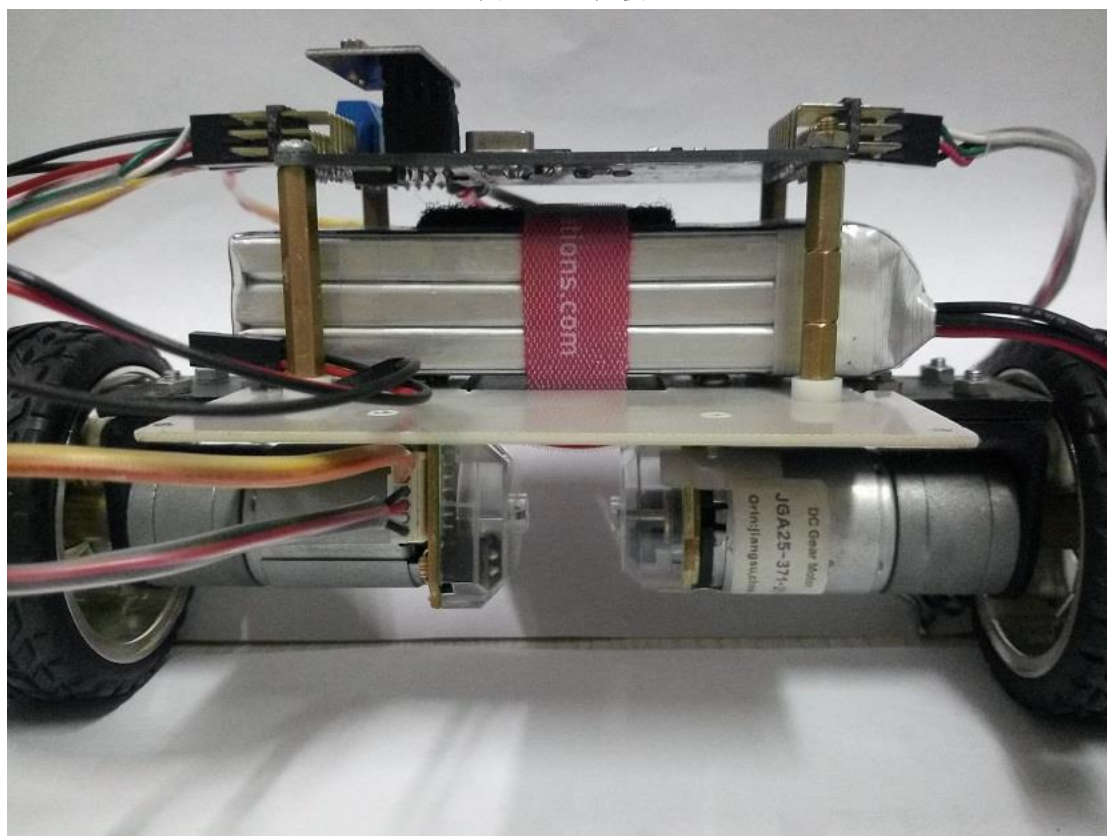


图 5-2 车体组装

首先是主控板的焊接，焊接完成后效果如图 5-1。主要有电机驱动芯片，传感器，通信模块，微处理器，电源。预留电机和光电编码器接口，同时焊接 T 插和电源线到主控板上，方便直接与电池连接。在焊接传感器时需要尽量保证 MPU9250 贴近 PCB 板，避免出现虚焊，接触不良等问题，还可以减少传感器的安装误差，降低传感器校准难度。

然后是车体的组装。先用电机架将两个电机分别固定在车体底座上，用螺丝和螺母固定，避免电机松动影响系统调试。接着将两个轮子固定在电机轴上，固定时采用特殊的六角联轴器，可有效避免车轮松动。然后将底板与车体底座连接，底板主要用于放置电池和其他模块，可根据需要选择合适的位置钻孔。底板上方安装电池，用魔术扎带固定，同时将主控板用铜柱固定在底板上，最后将电机和光电编码器与主控连接，完成车体组装。

5.2 两轮自平衡车调试

5.2.1 电源电路调试

在电源电路部分焊接完成后，可尝试通电测试，通过万用表测试输出电压是否为+5V 和+3.3V 来确定电路工作状况。经测试，该电路工作正常。

5.2.2 电机驱动电路调试

在电机驱动电路部分焊接完成后，可尝试通电测试，接入函数发生器，输出 TTL 电平的方波型号，看电机运转是否正确。可同时测量光电编码器输出信号，应为两路正交信号，如图 5-3。

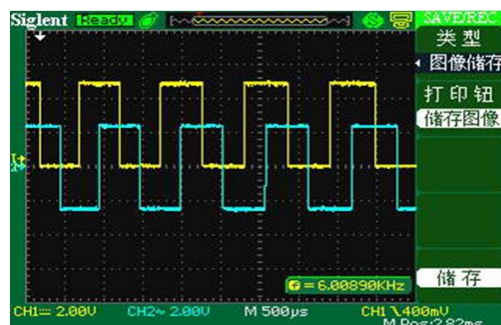


图 5-3 光电编码器信号

5.2.3 其他电路调试

在测试其他电路时，可以通过与主控芯片的联调进行确认，在确认主控芯片程序正常情况下，若电路工作不正常，或得不到正确的输出，应该怀疑是电路问题，需要再进一步检查排除。经测试，本系统的各个模块都正常工作。

5.2.4 PID 参数整定

在进行参数整定时，由于存在多组 PID 参数，若直接通过修改源代码，然后下载验证，会浪费大量时间。本系统采用 NRF24L01 通过上位机调试参数，可以高效地进行参数整定。

参数

	参数1	参数2	参数3	参数4
int	<input type="text" value="3"/>	<input type="text" value="4"/>	<input type="text" value="5"/>	<input type="text" value="6"/>
float	<input type="text" value="200"/>	<input type="text" value="1500"/>	<input type="text" value="0.0"/>	<input type="text" value="0.0"/>
float	<input type="text" value="0.1"/>	<input type="text" value="0.1"/>	<input type="text" value="10000"/>	<input type="text" value="10000"/>
float	<input type="text" value="0.0"/>	<input type="text" value="0.0"/>	<input type="text" value="0.0"/>	<input type="text" value="0.0"/>

发送

图 5-4 参数整定

根据 4.7.2 节描述，因速度和角度都容易测试和观察，采用先整定速度内环后整定角度外环的方式。首先将 T_i 设置为 10000， T_d 设置为 0，逐渐增大 K_p 直到车体震荡，观察速度是否有稳态误差，然后适当调节 T_i 和 K_p ，使得稳态误差降低。角度外环的整定也是采用类似的方式。最终得到内环参数： $K_p=200, T_i=0.1$ ，外环参数： $K_p=1500, T_i=0.1$ 。

6 总结与展望

6.1 研究总结

本文根据两轮自平衡车的受力分析和结构模型，对其进行了初步的探讨和研究，并设计了可供验证的两轮自平衡车车模，然后基于本车模进行了相关算法和功能的研究。纵观全文，本文主要进行了如下工作：

- 1) 论述了两轮自平衡车的研究现状及实用价值，分析了两轮平衡车所涉及的相关技术；
- 2) 针对两轮平衡车的特殊结构，进行了简单的受力分析，进而设计了用作验证的结构模型，并进行了相关器件的选型；
- 3) 按照选定器件设计相关硬件电路，对硬件电路的可靠性，兼容性进行了初步论述；
- 4) 设计了针对硬件电路的驱动程序，并与硬件电路进行联调，完成了验证平台的搭建；
- 5) 研究了四元数姿态解算的算法，并针对本平台进行核心算法的攻坚，确定了方案的可行性；

- 6) 研究了卡尔曼滤波器的原理，确定了算法的可行性，并针对本平台设计了数学模型，尝试与四元数进行结合实验，确定了该姿态估计算法的正确性；
- 7) 根据受力分析设计了串级 PID 控制器，解决了单级 PID 控制下的动态特性差和参数敏感性高的问题；
- 8) 最后对整套系统进行了完整测试，测试结果表明本系统能良好完成各项功能指标。

6.2 研究展望

两轮自平衡车有多样化的研究方向和应用领域，从国内外研究情况和发展动态来看，其发展趋势主要有：

- 1) 智能化：依靠先进的自适应技术和自主导航能力，在无人干预情况下也能完成复杂的任务；
- 2) 多样化：依靠先进的微电子技术和计算机技术，自平衡机器人能集成更多的器件，拥有多样化的功能，能应用于更多领域，进而执行更加复杂的任务；
- 3) 续航能力：采用高效清洁的新能源技术，进而极大提高载人平衡车的续航能力。

结 束 语

通过本次毕业设计，了解了两轮自平衡车的国内外研究现状及实用价值，对平衡车的系统模型和控制原理有了较为深入的认识。本设计采用 9 轴整合运动解决方案 MPU-9250 作为系统的核心传感器，卡尔曼滤波器和四元数姿态解算相结合的方式，实现了车体姿态的精确解算。并通过对系统模型的分析，确定了整体的控制方案采用串级 PID 控制，提高了系统的动态特性和静态特性，降低了参数敏感性。

通过实物制作和功能设计，验证了前期设计中的算法，很好的实现了预期的功能。最开始先在相关网站中选购合适的平衡车车架，然后在 Altium Designer14 软件下设计主控板的电路图，将设计完成的电路图送到电路板加工厂制作双层 PCB（印制电路板），等待板厂制作完毕后，进行主控板的焊接和调试，然后进行车体的组装与调试，到此便完成了硬件部分的验证工作。同时，在 Keil uVision5 软件下设计电机驱动、传感器驱动和通信驱动的程序，在确认软硬件联调无误后，再在该平台下，设计四元数姿态解算，卡尔曼滤波器和串级 PID 控制的算法，最终完成整个系统的设计工作。经测试，设计的平衡车能实现良好的自平衡、移动和转弯功能，很好的满足了各项功能指标，完成了本次设计的任务。

参考文献

- [1] 林忠海.基于单片机的两轮自动平衡小车设计[J].科技创新与生产力,2013,(2):90-94.
- [2] 黄亚新,耿安坤,陈楼等.两轮自平衡小车的 PID 控制[J].电子世界,2013,(18):81-81.
- [3] 杨茂华.模糊 PID 控制的研究[J].科技创新导报,2011,(19):90-91.
- [4] 李凡红.两轮自平衡小车系统[D].北京: 北京交通大学[硕士论文],2010.
- [5] 武卫霞.平衡机器人运动平衡控制方法的研究[D].北京: 北京工业大学[硕士论文],2010.
- [6] 王瑜.两轮自平衡机器人的控制技术研究[D].哈尔滨: 哈尔滨工程大学[硕士论文],2009.
- [7] 张吉昌.单轴双轮自平衡代步车的研究与设计[D].青岛: 中国海洋大学[硕士论文],2009.
- [8] 高林.两轮自平衡机器人的建模与仿真[D].哈尔滨: 哈尔滨工程大学[硕士论文],2005.
- [9] 胡寿松,胡维礼.最优控制理论与系统[M].北京: 科学出版社,2006.
- [10] 胡寿松.自动控制原理[M].北京: 科学出版社,2001.
- [11] 一叶斋.三维旋转: 旋转矩阵, 欧拉角, 四元数 [OL]. 博客园: <http://www.cnblogs.com/yiyezhai/p/3176725.html>,2013.
- [12] 杨承凯,曾军,黄华.多传感器融合中的卡尔曼滤波探讨 [J].现代电子技术,2009,(14):159-164.
- [13] 冯智勇,曾瀚,张力等.基于陀螺仪及加速度计信号融合的姿态角度测量[J].西南师范大学学报,2011,36(4):137-141.
- [14] 林文建,钟杭,黎福海等.两轮自平衡机器人控制系统设计与实现[J].电子测量与仪器学报,2013,27(8):750-759.
- [15] 杨继志,郭敬.基于 MMA7260 两轮自平衡小车控制系统设计[J].机电产品开发与创新,2011,24(3):144-145.
- [16] 秦勇,闫继宏,王晓宇等.两轮自平衡机器人运动控制研究[J].哈尔滨工业大学学报,2008,40(5):721-726.
- [17] 傅继奋,孙汉旭,王亮清等.自平衡两轮机器人的控制系统设计[J].机电产品开发与创新,2004,17(6):75-77.
- [18] 颜毅.基于学习控制的两轮自平衡机器人姿态控制系统[D].哈尔滨: 哈尔滨工程大学[硕士论文],2011.
- [19] 刘学超.两轮自平衡小车的设计与变结构控制研究[D].西安: 西安电子科技大学[硕士论文],2008.
- [20] Fletcher Dunn,Ian Parberry.3D 数学基础: 图形与游戏开发[M].北京: 清华大学出版社,2005.

致 谢

本文是在刘双虎老师的悉心指导下完成的，他在学习和生活上给予了我许多的关心和帮助，同时，他严谨的工作作风深深影响了我，激励我攻克一个又一个难题，我的进步和成长离不开老师的帮助。

在论文完成过程中，本人还得到了原晨旭同学和何建霖同学的热心帮助，在此向他们致以深深的谢意！

同样感谢实验室的各位同窗好友，感谢大家陪我度过的四年美好大学生活。最后向在百忙之中评审本文的各位专家、老师表示衷心的感谢！

作者简介：

姓 名：罗宇恒

性别：男

出生年月：1994. 03

民族：汉

E-mail: lyh802@126. com

声 明

本论文的工作是 2015 年 11 月至 2016 年 5 月在成都信息工程大学计算机学院完成的。文中除了特别加以标注地方外，不包含他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得成都信息工程大学或其他教学机构的学位或证书而使用过的材料。除非另有说明，本文的工作是原始性工作。

关于学位论文使用权和研究成果知识产权的说明：

本人完全了解成都信息工程大学有关保管使用学位论文的规定，其中包括：

- (1) 学校有权保管并向有关部门递交学位论文的原件与复印件。
- (2) 学校可以采用影印、缩印或其他复制方式保存学位论文。
- (3) 学校可以学术交流为目的复制、赠送和交换学位论文。
- (4) 学校可允许学位论文被查阅或借阅。
- (5) 学校可以公布学位论文的全部或部分内容(保密学位论文在解密后遵守此规定)。

除非另有科研合同和其他法律文书的制约，本论文的科研成果属于成都信息工程大学。特此声明！

作者签名：

2016 年 05 月 19 日

附 录

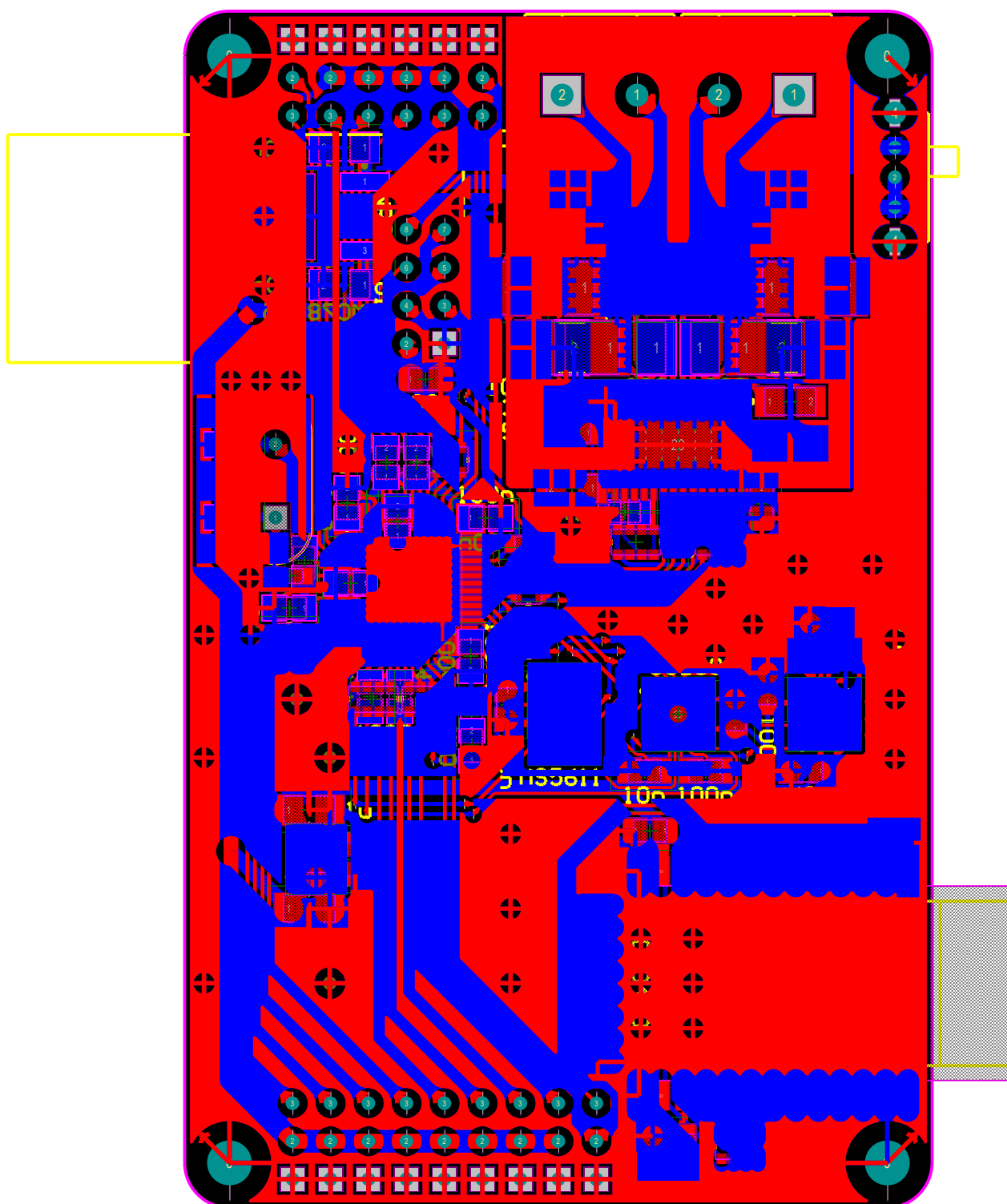


图 1 硬件电路 PCB