



分类号.....

UDC.....

密 级 公 开.....

黑龙江大学

硕士研究生学位论文

基于 STM32 的两轮自平衡车设计与实现

申 请 人: 潘二伟

学 号: 2161429

培养单位: 电子工程学院

学科专业: 控制工程

研究方向: 检测技术与智能装置

指导教师: 张鹏 教授

企业导师: 何艳

完成日期: 2018 年 4 月 20 日

中文摘要

自平衡车结构简单、控制灵活，能够适应多种复杂场合，其相关应用已经在安保、民用代步工具等领域投入使用。对自平衡车的设计和研究，其相关理论算法和设计思路能够为自平衡车应用提供新的设计方案，具有广阔的应用前景。

本文首先对自平衡车进行数学建模。建立自平衡车瞬时力学平衡方程，对控制电机进行线性化处理，建立自平衡车状态空间模型。通过 MATLAB 验证了该模型的可观性和能控性。然后从自平衡车的功能角度，对其硬件系统进行设计，对关键模块进行选型和计算，确保设计的合理性和科学性。

算法设计是本文的重点。本文通过 Kalman 滤波算法对陀螺仪和加速度计信号进行滤波融合，使自平衡车姿态信息更加准确。同时针对自平衡车系统的不稳定性，设计了 LQR 控制器，并用 Simulink 进行仿真，仿真结果表明该算法对自平衡车的姿态具有很好的控制效果。

最后，搭建自平衡车控制平台，对自平衡车进行调试，调试结果表明该设计能够很好地实现自平衡车的各项功能。

关键词：自平衡车；数学建模；硬件设计；Kalman 滤波器；LQR 控制算法

Abstract

The self-balancing vehicle has a simple structure, flexible control and can adapt to a variety of complex occasions. Its related applications have been put into use in areas such as security and civilian transportation tools. The design and research of self-balancing vehicles, related theoretical algorithms and design ideas can provide new design solutions for self-balancing vehicle applications, and have broad application prospects.

This article first mathematically models the self-balancing vehicle. By establishing the instantaneous balance equation of the self-balancing vehicle and linearizing the control motor, the state space model of the self-balanced vehicle is established. The model's observability and controllability were verified by MATLAB. Then from the perspective of the function of the self-balancing car, its hardware is designed and the key modules are selected and calculated to ensure the rationality and scientific design.

Algorithm design is the core point and innovation of this article. In this paper, Kalman filtering algorithm is used to filter the gyro and accelerometer signals, so that the self-balancing vehicle attitude information is more accurate. At the same time, according to the instability of the self-balancing vehicle system, the LQR controller is designed and simulated with Simulink. The simulation results show that the algorithm has a good control effect on the attitude of the self-balancing vehicle.

Finally, the self-balancing vehicle control platform is set up to debug the self-balancing vehicle. The debugging results show that this design can achieve the function of self-balancing vehicle well.

Keywords: Self-balancing vehicle; Mathematical modeling; Hardware design; Kalman filter; LQR control algorithm

目录

中文摘要	I
Abstract.....	II
第 1 章 绪论	1
1.1 选题背景与意义	1
1.2 国内外研究现状	1
1.2.1 两轮自平衡车研究现状.....	1
1.2.2 自平衡车控制算法研究.....	5
1.2.3 研究总结分析.....	8
1.3 论文研究内容	9
第 2 章 两轮自平衡车系统模型	10
2.1 坐标系建立及力学分析	10
2.2 系统建模	11
2.2.1 左右车轮力平衡分析.....	11
2.2.2 摆杆力平衡分析.....	12
2.2.3 转向力学分析.....	13
2.2.4 直流电机的线性建模.....	14
2.3 系统状态方程	16
2.4 系统性能分析	17
2.4.1 系统能控性分析.....	17
2.4.2 系统可观性分析.....	18
2.5 本章小结	19
第 3 章 两轮自平衡车硬件设计	20
3.1 硬件系统总体设计	20
3.2 机械结构	21
3.3 动力驱动设计	23

3.3.1 电机选型	23
3.3.2 电机驱动电路设计	27
3.4 控制系统硬件电路设计	30
3.4.1 STM32 最小系统设计	30
3.4.2 电源降压稳压模块设计	32
3.4.3 姿态检测模块设计	36
3.4.4 蓝牙通讯模块	38
3.4.5 显示模块	40
3.4.6 超声波测距模块	41
3.4.7 编码器测速模块	42
3.5 本章小结	43
第 4 章 两轮自平衡车算法设计	44
4.1 Kalman 滤波器的设计和实现	44
4.1.1 Kalman 滤波原理	44
4.1.2 Kalman 滤波器的设计和实现	46
4.1.3 Kalman 滤波融合实验	47
4.2 两轮自平衡车 LQR 控制算法	49
4.2.1 LQR 线性二次型原理	49
4.2.2 自平衡车 LQR 控制器设计	50
4.2.3 LQR 控制器仿真分析	51
4.3 本章小结	55
第 5 章 两轮自平衡车软件设计	56
5.1 程序总体方案设计	56
5.2 模块程序设计	57
5.2.1 Kalman 滤波程序设计	57
5.2.2 LQR 算法程序设计	58
5.2.3 超声波测距程序设计	59

目录

5.2.4 姿态获取程序设计	59
5.2.5 编码器测速程序设计	60
5.3 本章小结	61
第 6 章 系统调试与分析	62
6.1 自平衡车调试系统	62
6.2 硬件模块测试	63
6.2.1 串口调试	63
6.2.2 OLED 显示功能测试	64
6.2.3 编码器测速	65
6.2.4 电机响应调试	65
6.2.5 姿态传感器调试	66
6.2.6 蓝牙串口模块调试	66
6.3 自平衡车整车调试	67
6.3.1 平衡干扰测试	68
6.3.2 速度控制测试	69
6.3.3 负载调节测试	70
6.3.4 转向调节测试	71
6.4 本章小结	71
结 论	72
参考文献	74
附录 1	80
附录 2	81
致谢	82
独创性声明	83

第1章 绪论

1.1 选题背景与意义

我国目前仍然处于社会主义初级阶段，国家要实现全面现代化，必须坚持发展科技，科技是第一生产力。智能机器人^[1]因其集合了电子、控制、机械和计算机等多学科知识，一直是科技领域研究的热门。对机器人的研究促进了相关学科领域的发展，大大改变了人们的生产方式和生活方式^[2]，生产效率极大的提高，生活方式更加的丰富多彩。

本文研究的两轮自平衡车是一种双轮机器人。目前，该类型的机器人已经在民用、安防、工业和军事领域投入使用^[3]。民用方面主要是民用交通代步工具；安防方面有双轮警用巡逻车；工业方面物流运输车；军事方面双轮寻雷车。因此对两轮自平衡机器人做进一步的设计研究，能够为自平衡车的设计提供新的设计思路和控制方法，拓展两轮自平衡车的运用领域具有重要意义^[4]。

1.2 国内外研究现状

两轮自平衡车是一种类倒立摆结构模型，因此一定程度上来讲，两轮自平衡车是倒立摆的一种现实应用^[5]。因此对于两轮自平衡车的国内外研究，主要从平衡车的运用以及倒立摆的控制算法两个方面进行讲解。

1.2.1 两轮自平衡车研究现状

1.2.1.1 国外研究现状

两轮自平衡车是一种变质心的机器人类型，最早提出两轮自平衡机器人设想的是日本电气通讯大学的山腾一雄（Kazuo Yamafuji）教授，他在1986年设计并制作了一个名叫PB Robot的机器人，如图1-1所示，由于当时技术所限，因此该机器人只能沿着特定的直线轨道上运行并保持平衡^[6]。

1995 年美国发明家迪安·卡门开始研制 Segway^[7], 如图 1-2 所示, 并在 2003 年正式投入市场。Segway 采用多传感器、高速微控制器检测车体姿态, 能够实时检测驾驶者重心变化, 并做出调整。Segway 是真正意义上投入使用的自平衡车。



图 1-1 PB 机器人

Fig.1-1 PB robot



图 1-2 Segway 自平衡车

Fig.1-2 Segway self-balancing vehicle

2002 年瑞士联邦工业大学的 Drasser 和 Arrigo 团队研制了两轮遥控机器人 JOE, 如图 1-3 所示。该自平衡机器人采用陀螺仪作为姿态检测传感器, 通过自适应模糊控制算法对耦合运动进行解耦, 从而实现对 Joe 的速度与偏航角控制。



图 1-3 JOE 机器人

Fig.1-3 JOE robot



图 1-4 nBot 机器人

Fig.1-4 nBot robot

2003 年, 美国南卫理公会大学的 DavidP.Anderson 设计了一款具有较强鲁棒性

的两轮机器人 nBot，如图 1-4 所示。nBot 控制采用较为先进的状态反馈控制，提高了 nBot 的鲁棒性、抗干扰能力。

2004 年，日本开始对两轮自平衡机器人进行商业研究。2005 丰田公司发布了自平衡机器人系列“伙伴机器人”，如图 1-5 所示，该系列机器人能够在保持自身平衡时，模拟人的动作进行乐器演奏。2007 年，丰田推出载人移动机器人，如图 1-6 所示，丰田移动机器人能够在载人的情况保持平衡，它的载重是 150 千克，最大时速也达到了 20km/h。2008 年，丰田公司再次将移动工具和机器人结合，推出个人辅助交通工具 Winglet，如图 1-7 所示。该机器人通过内置的传感器实时监测人的重心变化，通过此来判断驾驶者的意图，从而实现前进、倒退、转弯等动作。



图 1-5 伙伴系列机器人

Fig.1-5 Partner series robot



图 1-6 丰田移动机器人

Fig.1-6 Toyota mobie robot



图 1-7 丰田移动机器人

Fig.1-7 Toyota mobie robot



图 1-8 Uno 自平衡摩托车

Fig.1-8 Uno Self balancing motorcycle

2008 年，Ben J.Poss Gulak 设计了一款名叫“Uno”自平衡摩托车，如图 1-8 所示。同年加拿大多伦多摩托车展上展出，引起众多媒体关注。该车通过驾驶者前后

的姿态检测来进行车速控制，相比于其他自平衡车，“Uno”更加的舒适。

1.2.1.2 国内研究现状

相比于国外较早对两轮自平衡车进行研究，我国对自平衡车的研究起步相对较晚。

2004 年，中国科学技术大学屠运武等人研发了一种两轮自平衡代步车 Free mover^[8]，如图 1-9 所示。Free mover 采用状态反馈进行极点配置策略^[9]，实现对车辆的平衡控制。它的动力是由两个低速有刷电机提供，利用四组传感器分别获取车的水平角度、角速度以及左右两车轮的速度，利用这四个状态参数判断驾驶者的意图，实现对车身的运动控制。

2005 年，哈尔滨工业大学王晓宇首次采用 Kalman 滤波算法和能量最优最优控制^[10]，实现对两轮自平衡机器人的研究。于此同时，西安交通大学制作了自主巡航自平衡机器人系统，具有较强的鲁棒性。

2015 年，小米公司推出的“九号平衡车”，如图 1-10 所示，采用铝镁合金为车身骨架重 12.8kg，最高负重为 85kg，其最高时速也达到 16km/h。能够实现在 15 度陡坡无阻碍行驶。通过手机蓝牙来操控平衡车，兼顾娱乐和实用性。



图 1-9 Free mover 平衡车

Fig.1-9 Free mover self-balance scooter



图 1-10 小米九号平衡车

Fig.1-10 Xiaomi nine self-balance scooter

1.2.2 自平衡车控制算法研究

20 世纪 50 年代,美国麻省理工大学的控制学专家为了解决火箭和导弹制导过程中的姿态检测问题,提出倒立摆。20 世纪 60 年代后期,人们更加深入的对倒立摆进行研究,并且将其作为一种典型非线性、不稳定的系统,提出很多具有实际意义的控制算法,并且取得了巨大的突破,在民用、航空航天、军事等领域中发挥重大作用。当前自平衡车的控制算法主要分为传统控制方法、智能控制方法、先进控制方法、复合控制方法等。

1.2.2.1 传统控制方法

倒立摆的传统理论控制方法主要包括 PID 控制、状态反馈控制。

(1) PID 控制

PID 控制^[11-17]控制算法发展较早,它主要通过比例、积分、微分三个环节对系统进行控制^[18],其算法简单、快速性、鲁棒性较好。该方法的主要设计思路是通过系统给定值和系统输出值进行比较,形成偏差值,将偏差通过比例、积分、微分计算,得到控制量,对系统实施控制。

(2) 状态反馈控制

状态反馈控制原理是通过建立被控系统的状态空间模型,系统的每一个状态变量作为反馈量,乘以相应的反馈系数,反馈到系统输入端,和系统的输入参考值进行比较,得到系统的控制量,进而对系统实施控制。反馈的种类主要有: LRQ 线性二次型最优控制^[19],极点配置^[20],鲁棒控制^[21-23]等。极点配置是通过将闭环极点配置在期望的位置,设计状态反馈矩阵反馈控制器,满足瞬态指标和稳态指标。LQR 线性二次型控制是最优控制中较为常见的一种控制方式,同时也是反馈控制的一种, LQR 最优控制设计出的控制反馈主控制器 K ,使得目标函数 J 的取值最小,目标函数是系统状态和控制输入的二次型函数。鲁棒控制主要针对具有不确定模型及干扰的系统,包括外部干扰、模型参数变化等。

1.2.2.2 智能控制方法

智能控制理论是指在无人干涉的情况下，系统能够自主地驱动智能机器实现控制目标的自动控制，目前运用于倒立摆控制的智能控制主要有神经网络控制、拟人智能控制、遗传算法控制、模糊控制、云模型控制。

(1) 模糊控制

模糊控制^[24]主要分为三个阶段：第一阶段为模糊化，选定模糊控制器输入量，并将其转化为系统可识别的模糊量；第二阶段是模糊推理阶段，根据研究人员的经验建立模糊控制规则库；第三阶段为解模糊阶段，即由推理阶段所得值，计算系统实际输出值。和传统控制理论相比，该方法更接近人的思维方法和推理习惯。李洪兴等人设计的自适应模糊控制器对四级倒立摆实现了良好的控制^[25]。

(2) 神经网络控制

神经网络控制^[26-30]对复杂的非线性关系具有很好的逼近效果，能够学习和使用严重不确定性系统的动态特性，定量与定性将所有信息都等势分布于网络内的各种神经元中，从而体现很强的鲁棒性。它在智能控制的参数、结构或者环境的自适应、自组织、自学习等控制方面具有独特的能力。黄孝平通过遗传神经网络控制算法对三级倒立摆实现了控制^[31]。

(3) 遗传算法控制

遗传算法^[32-35]是运用进化理论和生物自然遗传提出的并行随进优化算法，通过对个体施加遗传操作进而进行群体内个体结构重组来实现群体优化迭代的过程。基于遗传算法的关键是：在解算最优结果时需要定义一个适应度函数，并把待求解问题的可行解编码为一个由编码串表示的个体，适应度最大的个体对应于待求解问题的最优解。李宇成设计基于遗传算法的多级倒立摆控制器^[33]，实现了很好的控制效果。

(4) 拟人智能控制

作为人工智能^[36-39]求解问题的一种求解方法，研究重点是将人的推理过程用

于分析控制率。张明廉等人将人的推理用于控制规律的形成过程中，实现了三级倒立摆的稳定控制^[38]。杨亚伟等人使用基于物理模型的拟人智能控制思想^[39]，将人的思想与计算机快速计算功能相结合，实现了三级倒立摆系统的数控稳定。

(5) 云模型控制

云模型^[40; 41]不依赖被控对象的具体数学模型，算法利用云模型构成语言值，通过语言值构成规则，由规则形成定性的推理机制，是一种拟人控制的思想。李德毅提出了云发生器生成算法，有效地实现了单电机控制三级倒立摆的平衡^[42]，并有很好的鲁棒性。

1.2.2.3 先进控制方法

先进控制理论主要包括滑模变结构控制算法和预测控制算法

(1) 滑模变结构控制算法

滑模变结构控制设计控制策略让控制变量不断切换^[43; 44]，迫使系统进入预先设定的滑动模态，在滑模面上，控制系统对外部扰动和系统结构参数变化具有理论上的完全鲁棒性。变结构控制模型系统的运动分为两个部分，第一个部分是滑动模态的设计，是系统状态沿超平面向状态原点运动；第二部分是变结构控制率的设计，使系统由初始状态进入滑变超平面^[45; 46]。李小兵等人运用滑变结构实现对三级倒立摆的控制^[47]。

(2) 预测控制算法

预测控制算法^[48-52]是建立在预测模型、滚动优化、反馈矫正这三个基本原理之上。预测模型的功能是根据对象的历史信息和未来输入预测来输出。滚动优化是通过某一性能指标的不断优化来确定未来的控制率；反馈矫正是对预测模型的修正。

1.2.2.4 复合控制方法

复合控制是将两个或者两个以上简单控制系统组合起来的控制一个或者多个参数的控制系统。复合控制的目的是使系统既有开环控制的稳定性，又有闭环控制

的精度。目前运用到倒立摆和自平衡车上的复合控制主要有 PID 和智能控制相结合算法、模糊控制算法和其他控制算法相结合算法。

(1) PID 和智能控制结合算法

PID 控制的主要优点是结构简单、稳定性好、参数调节方便,但 PID 对于复杂的控制系统控制性能不好,对系统参数变化较为敏感。智能控制算法主要分为模糊控制^[53-56]、神经网络控制^[57; 58]、遗传算法控制,这些智能控制算法对于复杂系统的控制具有良好的鲁棒性,对于系统参数的变化不那么敏感。因此将 PID 和智能算法相结合,既能保证系统的控制精度,又能保证系统的控制效果。倒立摆控制中运用较为广泛的是:PID 与遗传算法相结合^[59-61]、PID 与神经网络控制相结合、PID 与模糊控制相结合^[62; 63]。

(2) 模糊控制算法和其他控制算法

模糊控制和遗传算法结合,利用遗传算法在控制领域的优化和学习,能够实现全局最优。模糊控制和滑变结构控制^[64; 65],利用模糊滑变结构控制器对控制系统的鲁棒性和模糊控制不依赖系统模型的优点,既能保证滑动模型的存在和系统的渐进稳定和性能指标,又很好的解决了系统的抖动问题。赵林通过自适应遗传算法和模糊神经网络对单级倒立摆实现了控制^[66]。

1.2.3 研究总结分析

通过上述对自平衡车的研究现状的分析,我们可以得出目前对于自平衡车的控制算法研究已经较为成熟,但是目前市场上自平衡车的普及率却不高,产品的种类也较为单一。除了硬件设计上的困难,对于自平衡车的控制算法设计也是较为明显的难点。

自平衡车本质上是单级倒立摆的一种现实运用,现代控制算法如基于仿人智能算法、遗传算法、神经网络算法、云模型控制算法等,这些算法在多级倒立摆的控制中能够有很好的控制性能,但是对于单级倒立摆的控制却显得过于复杂,增加了自平衡车的研发难度,这在无形当中提高了自平衡车领域的准入门槛。因此本文

主要是基于经典控制理论对平衡车控制算法进行设计。

经典理论控制算法有 PID 控制算法、状态反馈控制算法。PID 算法较为简单，但是 PID 的参数调节较为敏感，需要较长的时间对其控制参数进行调节；状态反馈是基于受控对象模型设计的控制算法，状态反馈有极点配置，LQR 线性二次型最优控制和鲁棒控制。极点配置在系统开环不稳定的情况下，算法参数在实际运用中准确度不高，导致矫正后的系统可能依旧处于不稳定状态；LQR 线性二次型最优控制是基于被控对象模型，线性二次型在对性能指标为状态变量的二次型积分问题上存在最优解，能够简单采用状态线性反馈控制率构成闭环控制系统，能够兼顾多项性能指标；鲁棒控制设计较为复杂，在需要升级或者重大调整时，系统要重新设计。

综上所述，本文选用基于经典控制理论的 LQR 线性二次型控制算法，对自平衡车进行控制。

1.3 论文研究内容

论文的主要研究内容：

- (1) 对两轮自平衡车的研究背景及国内外研究现状进行分析。
- (2) 对自平衡车进行系统建模。
- (3) 自平衡车控制元器件选型及硬件电路设计。
- (4) 自平衡车滤波算法和控制算法设计。
- (5) 系统程序设计。
- (6) 自平衡车各功能模块与整车调试。

第 2 章 两轮自平衡车系统模型

2.1 坐标系建立及力学分析

两轮自平衡车的车体结构是左右轮分布，中间类似倒立摆。对两轮自平衡车的进行瞬时力学分析前，需要建立自平衡车的空间直角坐标系。如图 2-1 所示，该坐标系是由机器人参考坐标系组成。机器人参考坐标系 $O(X-Y-Z)$ 的原点在机器人的轮轴中心点，选取 Z 过原点并和重力方向相反， Y 轴经过两轮的轴线并由左轮指向右轮， X 轴垂直于 Z 和 Y 平面并指向前进方向。

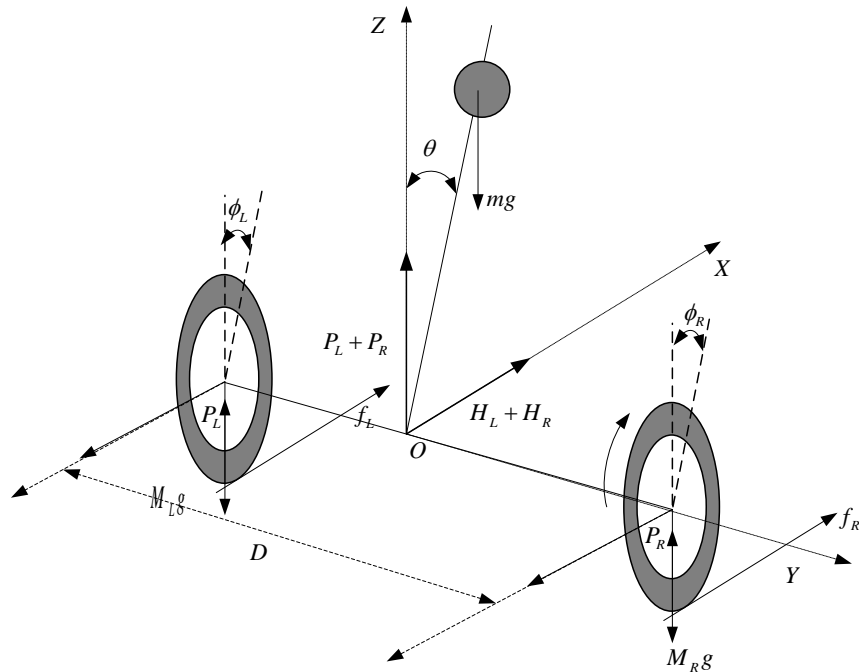


图 2-1 两轮平衡车力学平衡分析

Fig.2-1 Mechanical balance analysis of two wheeled balancing vehicle

如上图所示，在小车受力瞬间，小车受到自身垂直向下的重力，由牛顿第二定律可知，车轮受到重力沿 X 轴上的分力，小车在这个力的作用下，有向 X 轴负方向运动的趋势，同时产生 X 轴正方向的摩擦力。小车受到重力沿 Z 轴上的分力，由牛顿第二定律可知，底盘受到车轮对底盘的支持力与重力沿 Z 轴正方向反作用

力。

2.2 系统建模

2.2.1 左右车轮力平衡分析

对两轮平衡车的右车轮进行受力分析，如图 2-2 所示。假设小车的瞬时位移为 x ，车轮受到地面的摩擦力为 f_R ，右车轮的半径为 R ，小车底盘和轮子在水平方向的作用力为 H_R ，车轮瞬间的旋转角度为 ϕ_R ，右车轮受到的力矩为 C_R ，右车轮受到的重力为 $M_R g$ 。

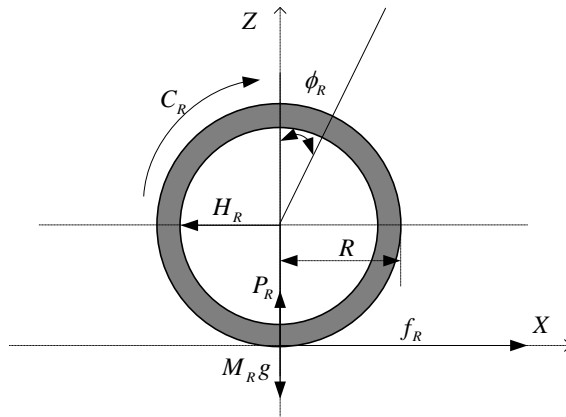


图 2-2 平衡车右轮受力分析

Fig.2-2 The force analysis of the right wheel of the self- balance scooter

依据上图对右车轮进行受力分析，建立平衡车右车轮的平衡方程：

$$M_R \ddot{x}_R = f_R - H_R \quad (2-1)$$

$$J_R \ddot{\phi}_R = C_R - f_R R \quad (2-2)$$

同理对平衡车的左车轮进行受力分析，建立左车轮的平衡方程：

$$M_L \dot{x}_L = f_L - H_L \quad (2-3)$$

$$J_L \ddot{\phi}_L = C_L - f_L R \quad (2-4)$$

式中 M_L 、 M_R ——左、右车轮质量(kg)；

x_L 、 x_R ——左、右车轮位移(m);

f_L 、 f_R ——左、右轮与地面摩擦力(N);

H_L 、 H_R ——盘底与左、右轮水平方向的作用力(N);

J_L 、 J_R ——左、右车轮转动惯量 ($kg \cdot m^2$);

ϕ_L 、 ϕ_R ——左、右车轮旋转角度(rad);

C_L 、 C_R ——左、右车轮转矩($N \cdot m$);

R ——车轮半径(m);;

2.2.2 摆杆力平衡分析

如图 2-3 所示, 小车摆杆的受力情况。

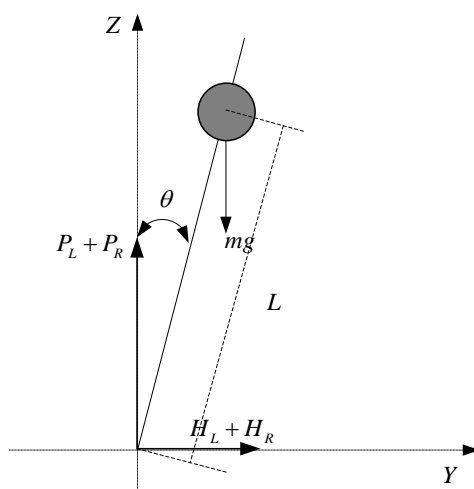


图 2-3 车身摆杆瞬时力学分析

Fig.2-3 Transient mechanical analysis of body pendulum

从图中可以得出, 车身在水平方向的平衡方程:

$$m\ddot{x}_p = H_L + H_R \quad (2-5)$$

质心水平位移等于:

$$x_p = x_m + L \sin \theta \quad (2-6)$$

那么这时：

$$\ddot{x}_p = \ddot{x}_m - L\ddot{\theta} \sin \theta + L\ddot{\theta} \cos \theta \quad (2-7)$$

$$x_m = (x_R + x_L) \div 2 \quad (2-8)$$

垂直方向的平衡方程为：

$$m\ddot{x}_z = P_L + P_R - mg \quad (2-9)$$

$$x_z = L \cos \theta - L \quad (2-10)$$

$$\ddot{x}_z = L \cos \theta * \ddot{\theta}^2 - L \sin \theta * \ddot{\theta} \quad (2-11)$$

从而可以得出车身的转矩方程是：

$$J_p \ddot{\theta} = (P_L + P_R) L \sin \theta - (H_L + H_R) L \cos \theta \quad (2-12)$$

式中 J_p ——摆的转动惯量($kg \cdot m^2$)；

m ——质心质量(kg)；

H_L 、 H_R ——底盘和左、右车轮轮子在水平方向的力(N)；

x_p 、 x_z 、 x_m ——质心的水平位移、垂直位移、车体位移(m)；

L ——质心到轮轴距离(m)；

θ ——摆杆与 z 平面的倾角(rad)；

P_L 、 P_R ——底盘与左右轮在垂直方向的作用力(N)；

2.2.3 转向力学分析

两车轮的转向分析如图 2-4 所示，左右车轮的瞬时位移分别为 x_L 、 x_R ，左右车轮存在位移差，小车产生偏航角 ψ 。根据左、右车轮对车底盘的力不同，因此可以得到以下两个方程：

$$J_{\psi} \ddot{\psi} = \frac{(H_L - H_R)D}{2} \quad (2-13)$$

$$\psi = \frac{x_L - x_R}{D} \quad (2-14)$$

式中 J_{ψ} ——车体转动惯量($kg \cdot m^2$);

ψ ——偏航角(rad);

D ——两轮之间的距离(m)

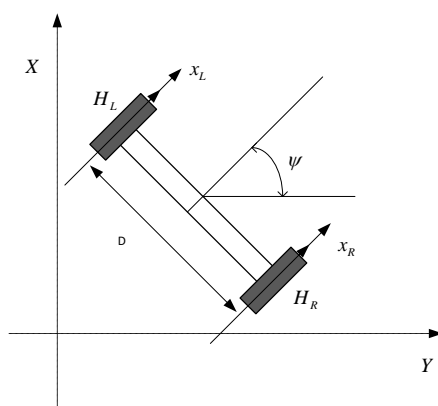


图 2-4 平衡车车轮转向平衡受力分析

Fig.2-4 Force analysis of balance vehicle wheel steering balance

2.2.4 直流电机的线性建模

两轮自平衡车实现平衡是通过控制左右电机电力矩实现的，因此要使自平衡车的动力学模型尽可能和实际系统相近，需要建立动力学模型和电机电力矩之间的关系方程，对其进行完全状态建模。自平衡车控制电机采用的是直流电机，直流电机的线性化模型^[67; 68]如图 2-5 所示。

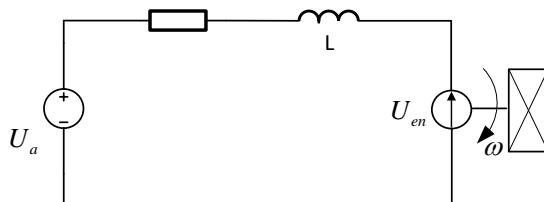


图 2-5 直流电机简化模型

Fig.2-5 Simplified model of DC motor

第 2 章 两轮自平衡车系统模型

直流电机的模型由轴上力矩平衡方程式和励磁电路电压平衡方程式组成。

电机的励磁电路电压平衡方程式和轴上力矩平衡方程式如下：

$$U_a = RI_a + U_{en} \quad (2-15)$$

$$U_{en} = k_\varepsilon \omega = k_\varepsilon \frac{d\theta}{dt} \quad (2-16)$$

$$C_{em} = k_m I_R \quad (2-17)$$

由(2-15)~(2-17)联立可得电机输出电压和转矩之间的关系为：

$$C_{em} = \frac{k_m (U_a - k_\varepsilon \frac{d\theta}{dt})}{R} \quad (2-18)$$

上述各符号表示的意义如表 2-1 所示。

表 2-1 力矩平衡公式和励磁电路电压说明符号说明

Tab.2-1 Torque balance formula and excitation circuit voltage specification symbols.

符号	含义	符号	含义
U_a	电机输入电压	U_{en}	电机转子反电动势
C_{em}	电机转矩	R	电机转子等效电阻
θ	电机转子角度	ω	电机转子角速度
k_ε	电机反电动势	k_m	电机转矩系数

其中 $k_\varepsilon = 0.005(V \cdot s / rad)$, $k_m = 0.0019(N \cdot m / A)$, $R = 0.36\Omega$, 电机线速度 \dot{x} 与转角之间的关系为：

$$\dot{x} = \frac{d\theta}{dt} \cdot r \quad (2-19)$$

则电机转矩和输入电压之间的关系为：

$$C_{em} = \frac{k_m (U_a - k_\varepsilon \frac{d\theta}{dt})}{R} = 0.0053(U_a - 0.147\dot{x}) \quad (2-20)$$

2.3 系统状态方程

当 θ 在 $\pm 5^\circ$ 变化时, $\cos \theta \approx 1$, $\sin \theta \approx \theta$, $\dot{\theta}^2 \approx 0$, 将式(2-1)~(2-14)联立可得平衡车力学平衡公式:

$$(2M + \frac{2J_\phi^2}{R^2} + m)\ddot{x}_m + mL\ddot{\theta} = \frac{C_L + C_R}{R} \quad (2-21)$$

$$J_p\ddot{\theta} + mL^2\ddot{\theta} - mgL\theta = -mL\ddot{x}_m \quad (2-22)$$

$$(DM + \frac{DJ_\phi}{R^2} + \frac{2J_\varphi}{D})\ddot{\psi} = \frac{C_L - C_R}{R} \quad (2-23)$$

由式(2-20)可得电机左右电机转矩与输入电压之间的关系为:

$$\begin{aligned} C_L &= 0.0053(U_L - 0.147\dot{x}_L) \\ C_R &= 0.0053(U_R - 0.147\dot{x}_R) \end{aligned} \quad (2-24)$$

由式(2-8)、(2-14)、(2-24)可得:

$$\begin{aligned} C_L + C_R &= 0.0053[(U_L + U_R) - 0.147(\dot{x}_L + \dot{x}_R)] = 0.0053[(U_L + U_R) - 0.294\dot{x}] \\ C_L - C_R &= 0.0053[(U_L - U_R) - 0.147(\dot{x}_L - \dot{x}_R)] = 0.0053[(U_L - U_R) - 0.022\dot{\psi}] \end{aligned} \quad (2-25)$$

选取 ψ 、 \dot{x} 、 $\dot{\theta}$ 、 θ 作为系统的状态变量和输出变量。自平衡车车模参数如表 2-2 所示。

表 2-2 自平衡车参数列表

Tab.2-2 Self-balance vehicle parameter list

参数说明	数值
车轮质量 M	0.035 kg
车轮半径 R	0.034 m
车身质量 m	0.81 kg
重心高度 L	0.07 m
车轮轴距 D	0.15 m

车身转动惯量 $J_p = 0.0016 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 车轮转动惯量 $J_\phi = 2.023 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 车体的转动惯量 $J_\varphi = 0.00143 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。将上述数值带入(2-21)~(2-23)得到如下式子。

$$\ddot{x}_m + 0.064\ddot{\theta} = 33.4(C_L + C_R) \quad (2-26)$$

$$\ddot{\theta} - 100\theta = -10.2\ddot{x}_m \quad (2-27)$$

$$\ddot{\psi} = 1088(C_L - C_R) \quad (2-28)$$

两轮自平衡车的状态方程:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (2-29)$$

将式(2-25)带入式(2-26)~(2-28)写成(2-29)形式, 可得系统的状态方程如下:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= \begin{bmatrix} \ddot{\psi} \\ \ddot{x} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.127 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.1512 & 0 & -18.28 \\ 0 & 1.53 & 0 & 288 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{x} \\ \dot{\theta} \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 5.77 & -5.77 \\ 0.51 & 0.51 \\ -5.20 & -5.20 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_L \\ U_R \end{bmatrix} \\ Y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X \end{aligned} \quad (2-30)$$

2.4 系统性能分析

2.4.1 系统能控性分析

系统的能控性是指系统的所有状态变量的运动都可以通过有限点的控制输入来使其任意初始状态达到任意的设定值, 则系统的状态可控制, 系统状态的可控性只与状态方程有关, 和输出方程无关。

系统状态的可控性判别, 是通过系统可控性判别矩阵 Q_c 来判断的。其充分必要条件是可控性判别矩阵 Q_c 满秩, 即 $\text{rank}(Q_c) = n$ 时, 我们判定该系统可控。其中

$$Q_c = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]。$$

由式(2-30)可知系统状态方程的状态矩阵 A 和控制矩阵 B 分别为如下值:

$$A = \begin{bmatrix} -0.127 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.1512 & 0 & -18.28 \\ 0 & 1.53 & 0 & 288 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 5.77 & -5.77 \\ 0.51 & 0.51 \\ -5.20 & -5.20 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

在 MATLAB 中输入命令 $Q_c = \text{ctrb}(A, B)$ ，得到系统的平衡可控性判别矩阵如下。

$$Q_c = \begin{bmatrix} 5.77 & -5.77 & -0.31 & 0.31 & 0.02 & -0.02 & 0.00 & 0.00 \\ 0.51 & 0.51 & -0.08 & -0.08 & 85.93 & 85.93 & -21.12 & -21.12 \\ -4.70 & -4.70 & 0.44 & 0.44 & -1353.67 & -1353.67 & 203.01 & 203.01 \\ 0.00 & 0.00 & -4.70 & -4.70 & 0.44 & 0.44 & -1353.67 & -1353.67 \end{bmatrix}$$

MATLAB 中输入 $\text{rank}(Q_c)$ ，可以得到 $\text{rank}(Q_c)=4$ ， Q_c 满秩，系统状态可控。

2.4.2 系统可观性分析

系统所有的状态变量任意形式的运动均可由有限时间的输出测量完全确定，那么系统是可观的，也就是说系统具有可观性。可观性的讨论一般只考虑零输入系统，因为系统是否可观，与有没有输入无关。

系统可观性的判别依据是通过可观性判别矩阵 V 实现的，其充分必要条件是 $nq \times n$ 维矩阵 V 的秩为 n 。其中 $V = [C \quad CA \quad \dots \quad CA^{n-1}]^T$ 。

由式(2-30)可知自平衡车平衡状态方程状态向量 A 和输出向量 C 分别为如下值。

$$A = \begin{bmatrix} -0.127 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.1512 & 0 & -18.28 \\ 0 & 1.53 & 0 & 288 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

MATLAB 中输入 $\text{obsv}(V)$ 、 $\text{rank}(V)$ 可得 V 的秩为 4。因此系统是可观的。因为 V 值为 16×4 矩阵，因此在此不予显示。

2.5 本章小结

本章从自平衡车结构出发，分析车体在瞬间的力学平衡，得到自平衡车的力学平衡公式。之后对直流电机进行线性化处理，得到控制电机的线性化模型，建立了电机力矩和输入电压之间的关系。根据自平衡车的力学平衡公式和电机线性化模型，选取偏航角、小车速度、角加速度、倾角作为小车的输出量，选取左右电机的输入电压作为控制量，建立自平衡车控制电机输入电压和车体输出量的状态空间模型。最后，通过 MATLAB 验证了自平衡车状态空间模型的可观性和能控性

第 3 章 两轮自平衡车硬件设计

3.1 硬件系统总体设计

根据第二章自平衡车的状态空间模型（式 2-30）可知，两轮自平衡车需要获取车轮速度、角加速度、车身和重力方向倾角，才能控制电机电压。这些参数的获取需要通过相应的传感器，其中车速的获取可以通过编码器获取，角加速度和倾角通过加速度计和陀螺仪获取。为了能对自平衡车的速度和转向进行控制，需要将速度和转向信息通过串口输入到系统当中，同时为了能够满足自平衡车功能的多样性，需要为自平衡车加入一些功能外设，如 OLED 显示、超声波测距等。以上各元器件和功能模块构成平衡车硬件控制系统。控制系统如图 3-1 所示。

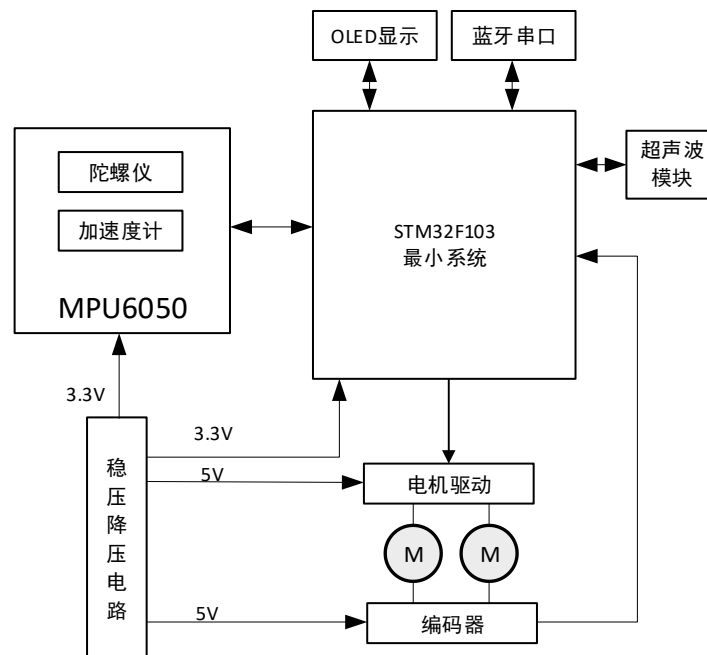


图 3-1 控制系统总体设计

Fig.3-1 Overall design of control system

根据上面对自平衡车的硬件系统分析，为了使设计更具条理性，将自平衡车的硬件设计分为三个部分：机械结构、动力设计、以及硬件控制电路。其硬件设计框图如图 3-2 所示。

(1)机械结构——机械结构部分设计参考目前市面上较为成熟的自平衡车机械

结构。该设计的优点是控制力矩较小。

(2)动力设计——动力部分主要是两轮自平衡车的动力驱动部分，包括电机选型和电机驱动电路设计。

(3)控制电路——控制电路主要是 STM32 为控制核心的外围设备以及稳压降压电路。外围设备包括 MPU6050 姿态采集电路，OLED 显示电路、超声波测距电路等。

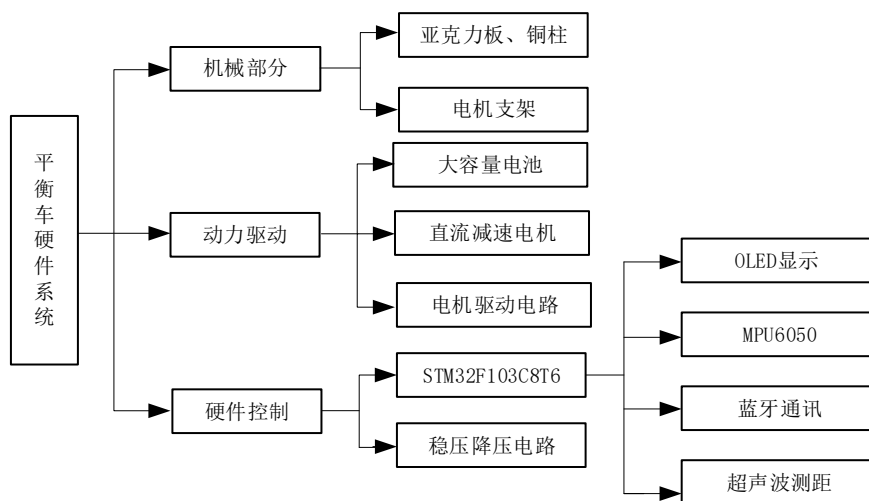


图 3-2 平衡车硬件控制结构图

Fig.3-2 Hardware control structure diagram of self-balance scooter

3.2 机械结构

自平衡车的机械结构部分是整个硬件设计的基础，好的机械结构能够提升系统运行的稳定性，同时还能够对硬件电路起到一个很好的保护作用。自平衡车的机械结构设计参考的是目前市面上较为成熟的设计方案，如图 3-3 所示。该设计采用三层结构设计，将自平衡车的主要部件放置于底盘附近，使车体重心低于车体几何中心，这样能够使自平衡车运行时重心更稳，同时降低电机的输出功率，有利于自平衡车提高续航能力。

如图 3-4 为自平衡车运行时简化模型，小车的重心离地面的高度是 h ，小车的质量是 m ，在外力的干扰下产生的瞬时位移和角度分别为 x 和 θ 。

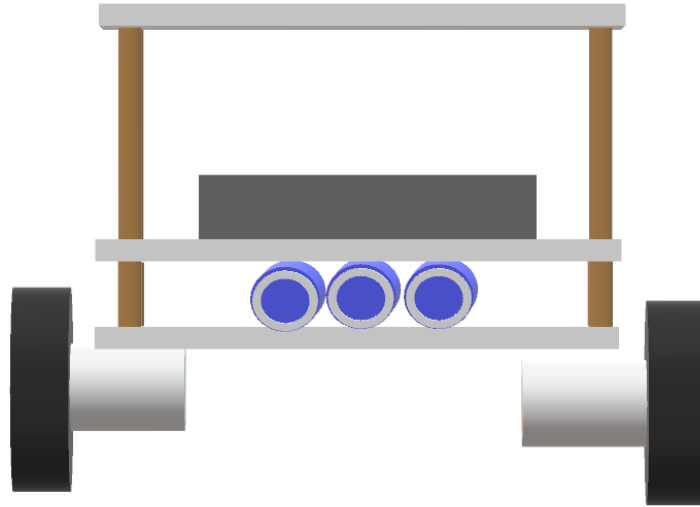


图 3-3 平衡车机械结构

Fig.3-3 Self-balance scooter

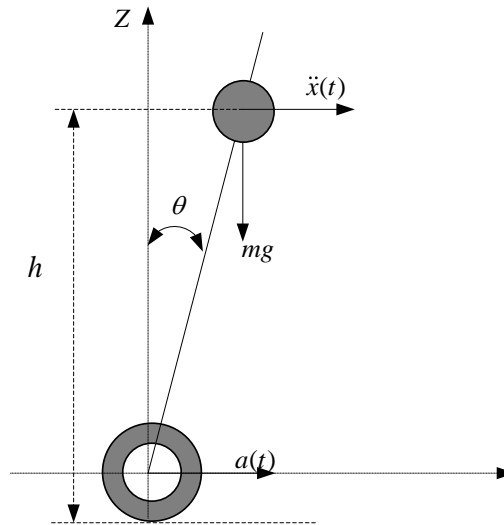


图 3-4 平衡车运动简化图

Fig.3-4 Simplified motion diagram of a self-balanced scooter

沿着垂直于车模底盘方向进行受力分析,可以得到车模和车轮运动加速度 $a(t)$ 以及外力干扰加速度 $\ddot{x}(t)$ 之间的运动方程为:

$$h \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} = g \sin[\theta(t)] - a(t) \cos[\theta(t)] + h\ddot{x}(t) \quad (3-1)$$

在角度 θ 较小时, 加速度 $a(t)$ 的值如下:

$$a(t) = h\left(\frac{d^2\theta(t)}{dt^2} - \ddot{x}(t)\right) - g\theta(t) \quad (3-2)$$

由式(3-2)所示可知, 自平衡车在外力作用一定的情况下, h 越大, 产生的加速度 $a(t)$ 也就越大, 控制难度也越大增大。因此采用图 3-3 机械结构能够减小控制难度。

3.3 动力驱动设计

3.3.1 电机选型

电机是自平衡车的动力输出器件, 目前可用于机器人控制的电机主要有如下几种类型, 直流减速电机、步进电机、舵机、伺服电机。下面根据各类型电机优缺点及适用场合做简要说明。

(1) 直流减速电机: 直流减速电机是目前运用较为广泛的一种类型电机, 其主要特点是可以在较低的转速下提供较大的转矩。其减速比可调、可控性较好, 占用空间小等特点, 大大拓宽了其应用面。

(2) 步进电机: 步进电机是将电脉冲信号转变成角位移或者线位移的开环电机。其主要是通过电脉冲来控制电机运行, 但是在超载情况下容易出现“失步”的情况, 在一定程度上限制了其应用。

(3) 舵机: 舵机是一种位置伺服电机, 它主要是运用于需要不停改变其角度的系统当中。但是一般的舵机价格昂贵, 而且高耗能。

(4) 伺服电机: 伺服电机主要运用于伺服系统中, 其一般体积较另外三种普遍较大。

根据四种电机的特点和用途, 本文选用带有编码器的直流减速电机, 作为平衡车的动力执行单元。相比于另外三种电机来说, 直流减速电机体积较小, 且能够提供较大的转矩。

直流减速电机的特点是能够在较低的转速下输出较高的转矩。但目前市场上的直流减速电机种类繁多, 选用一款电机功率和负载功率相匹配的电机, 不但有助于降低平衡车的功耗, 提高小车的续航能力, 而且还能够提高自平衡车运行的

可靠性。因此，在已知条件下，需要对平衡车速度、功率和转矩参数的大小进行力学分析，确定满足要求的电机型号^[69-72]。

当平衡车在地面匀速行驶时，平衡车电机所提供的总的功率、牵引力和速度的关系满足如下关系：

$$P\eta = FV_{\max} \quad (3-3)$$

式中 V_{\max} ——平衡车的最大速度 (m/s)；

η ——功率转换效率；

P ——电机输出总的功率 (W)；

F ——电机牵引力 (N)；

电机转矩和电机牵引力之间的关系为：

$$T = Fr \quad (3-4)$$

式中 T ——电机总转矩 (N·m)；

r ——车轮直径 (m)；

假设一个电机所能提供的转矩为 T_0 ，则平衡车两个电机所能提供的总转矩 T 为：

$$T = 2T_0 \quad (3-5)$$

小车移动速度与车轮半径、角速度、转速之间的关系为：

$$V_{\max} = \omega r = 2\pi r n_0 \quad (3-6)$$

式中 ω ——电机角速度 (rad/s)；

n_0 ——电机转速 (r/s)；

电机选型涉及到的最重要的参数为车轮受到地面的摩擦力。因此首先需要对车轮转动时的受力情况进行分析。

车轮转动时，车轮受到小车和自身的重力，电机牵引力，以及地面对车轮的支持力和摩擦力。如图 3-5 所示。

由图可知，车轮受到的摩擦力矩和摩擦力为：

$$M_f = f \cdot r \quad (3-7)$$

$$f = N \cdot g \quad (3-8)$$

式中 M_f ——车轮摩擦力矩($N \cdot m$);

f ——车轮摩擦力(N);

N ——地面对车轮支持力(N);

g ——摩擦系数;

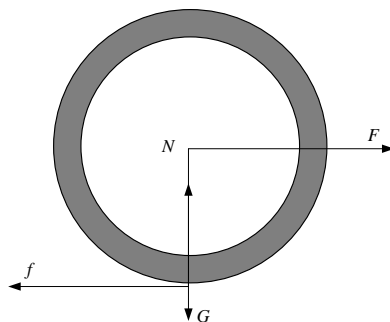


图 3-5 车轮转动受力分析

Fig.3-5 Force analysis of wheel rotation

车轮在不同的路面上 g 值不同。各种路面的摩擦系数如表 3-1 所示。

表 3-1 各种路面滚动摩擦系数 g

Tab.3-1 Various road surface rolling resistance coefficient g

路面类型	滚动摩擦系数	路面类型	滚动摩擦系数
良好的沥青或混凝土路面	0.010-0.018	泥泞路面	0.100-0.250
一般沥青或混凝土路面	0.018-0.020	砂路	0.100-0.300
碎石路面	0.020-0.025	湿砂	0.060-0.150
良好的卵石路面	0.025-0.030	结冰路面	0.015-0.030
坑洼路面	0.035-0.050	压紧的雪道	0.030-0.050

小车除了受到地面的摩擦力外，还受到空气阻力。空气阻力和小车的速度关系如下：

$$F_{f_{\text{空气}}} = \frac{1}{2} C \rho S V_{\text{max}}^2 \quad (3-9)$$

式中 C ——空气阻力系数;

ρ ——空气密度(kg/m^3);

S ——小车运动方向与空气接触面积(m^2);

ρ ——空气阻力系数取：

小车最大速度 $V_{\max}=5.76\text{ km/h}$ ，空气密度为 1.29 kg/m^3 ，空气阻力系数取 0.1，小车和空气接触面为 0.00012 m^2 。则可以得到空气的阻力为：

$$F_{f_{\text{空气}}} = \frac{1}{2} \times 1.29 \times 0.1 \times 0.00012 \times 5.76^2 = 2.56 \times 10^{-4} \text{ N}$$

因此空气阻力可以忽略不计。

当小车匀速行驶时，小车所受地面摩擦力力矩 M_f 和车轮力矩 T 相等。即：

$$M_f = T \quad (3-10)$$

平衡车车轮力矩和电机牵引力 F 关系为：

$$T = Fr \quad (3-11)$$

由公式(3-4)、(3-7)和(3-10)可得：

$$F = f \quad (3-12)$$

小车的质量为 0.88 kg ，重力加速度牵引力 $g = 9.8\text{ N/kg}$ ，车轮半径为 0.034 m ，小车运行环境为平整的混凝土地面，由表 3-1 可得阻力系数 $\mu = 0.018$ 。则小车的运动时的摩擦力 f 为：

$$f = 0.88 \times 9.8 \times 0.018 = 0.1552\text{ N}$$

小车的力矩为：

$$T = Fr = fr = 0.1552 \times 0.034 = 0.527\text{ kg} \cdot \text{cm}$$

取小车最大速度为 1.2 m/s ，由(3-3)可知，车轮的转速为：

$$n_0 = \frac{V_{\max}}{2\pi r} \quad (3-13)$$

得出 n_0 大小为 5.6 r/s ，即 337 r/min 。

由式(3-1)，机械传动效率一般取值为 $0.7 \sim 0.9$ ，这里取 $\eta = 0.7$ ，那么可以得出其功率为：

$$P = \frac{FV_{\max}}{\eta} \quad (3-14)$$

则可得 P 的值为 1.27 W 。

根据上述分析，最终选取的直流减速电机的技术参数如表 3-2 所示。

表 3-2 直流减速电机技术参数

Tab.3-2 Technical parameters of DC deceleration motor

型号	额定电压	空载转速	原始转速	额定转矩	功率	编码器精度
25GA30E	12V	366r/min	11000r/min	1kg·cm	4.32W	460

3.3.2 电机驱动电路设计

单片机 I/O 接口的输出电流为 3mA，而设计所选的直流减速电机的额定电流为 250mA，因此单片机 I/O 口不能直接驱动电机旋转。最为常见的方式是设计相应的电机驱动电路，通过微控制器的 I/O 口控制驱动电路，驱动电路控制电机转矩。

本文选用的电机驱动芯片为 TB6612。它是一款集成直流电机驱动芯片，该芯片有两个输入信号，IN1 和 IN2。能够选择四种电机工作模式，正转、反转、短路刹车、及停机功能。

TB6612 的主要参数及特性如下：

- (1) 可驱动电机电压：4.5V ~ 13.5V；
- (2) 输出最大电流：3A；
- (3) PWM 最大频率为：100kHz；
- (4) 封装模式为：SSOP24，使用较小封装；
- (5) 四种电机工作模式；
- (6) 片内有低压检测和热停机保护电路；

如图 3-6 为 TB6612 的内部简化图。由图可知 TB6612 可以驱动两轮直流电机，逻辑控制器 A 和 H-SW DriverA 组成一路驱动电路，逻辑控制器 B 和 H-SW DriverB 组成一路驱动另一路直流电机。

H-SW Driver 驱动桥是由四个 MOS 管组成的 H 桥电路，如图 3-7 所示。H1 和 H4 组成一个桥臂，H2 和 H3 组成一个桥臂。通过控制两个桥臂的通断，可以控制电机正转、反转、停止。

H-SW Driver 驱动桥的驱动原理如图 3-8 所示。微控制器 I/O 口控制两个桥臂

通断。当 H1 和 H4 接入高电平时，H1 和 H4 通路，电流的流向如图 3-8(a)所示。电机正转；当 H2 和 H3 接入高电平时，H2 和 H3 组成一个通路，电机反转，电流的方向如图 3-8(b)所示。当两桥臂全部接入低电平时电机停止。

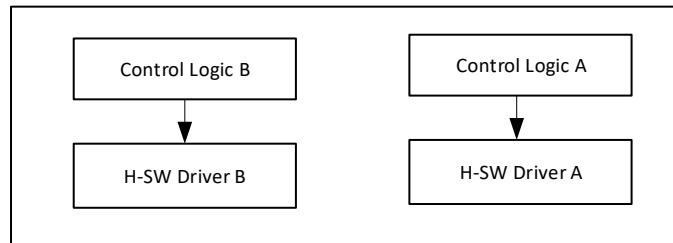


图 3-6 TB6612 结构简化图

Fig.3-6 TB6612 Structure simplification diagram

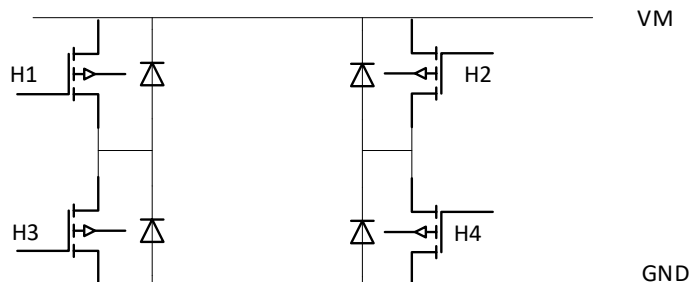


图 3-7 H-SW Driver 驱动电路

Fig.3-7 H-SW drive circuit diagram

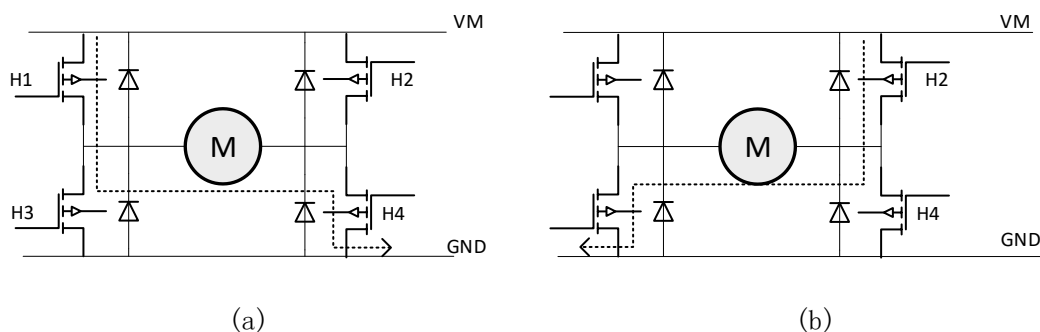


图 3-8 H-SW Driver 驱动桥驱动原理

Fig.3-8 H-SW Operating description

如图 3-9 所示，TB6612、电机、微控制器所组成的控制结构图。微控制器的 7 个 I/O 口对 TB6612 实施控制。STBY 是电机控制开关，当 STBY 接入高电平时，电机立即停止。

第3章 两轮自平衡车硬件设计

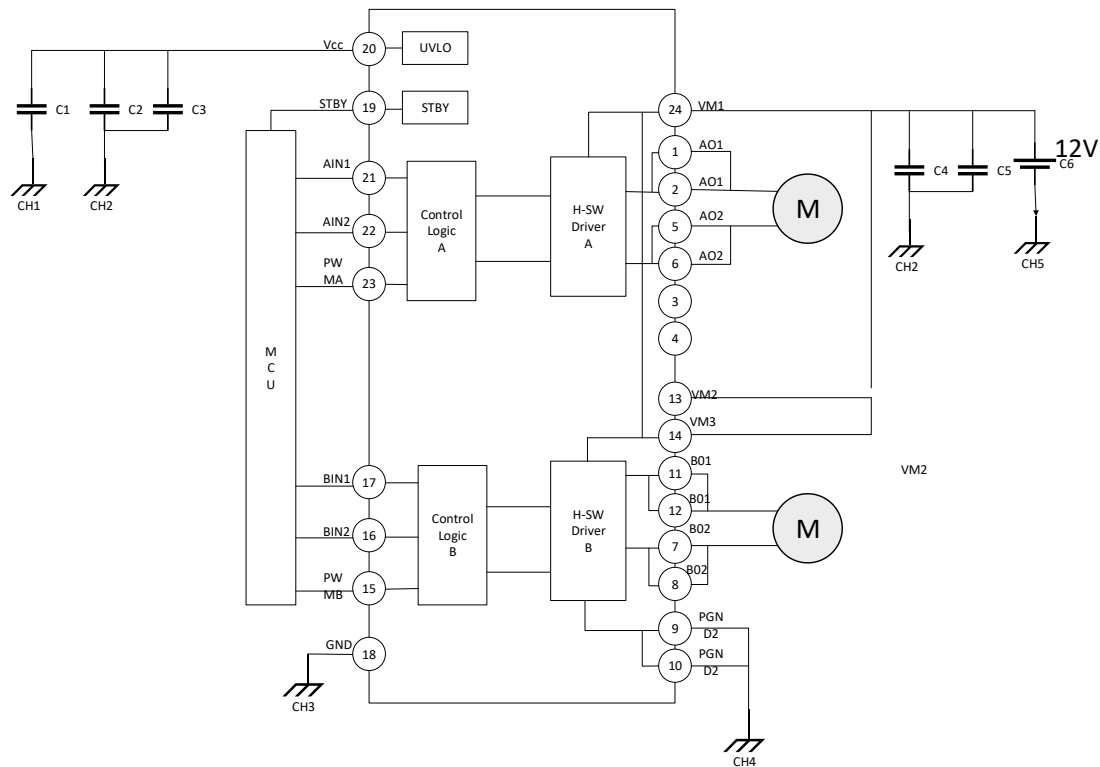


图 3-9 TB6612 电机驱动原理

Fig.3-9 TB6612 Motor driving principle

IN1、IN2、PWM 组成控制逻辑，通过控制 IN1 和 IN2 通断，可以实现电机运行模式的转换，PWM 控制电机的转速。TB6612 的逻辑控制表如表 3-3 所示。

表 3-3 TB6612FNG 控制逻辑表

Tab.3-3 TB6612 Control logic table

AIN1	AIN2	PWMA	A01	BIN1	BIN2	PWMB	A02
1	0	1	正转	1	0	1	正转
0	1	1	反转	0	1	1	反转
1	1	1	刹车	1	1	1	刹车
0	0	0	停车	0	1	1	停车
X	X	X	刹车	X	X	X	刹车

TB6612 是一款功能强大的直流电机驱动器，其内部高度集成化，使其运用电路设计简单，如图 3-10 所示，为 TB6612 的驱动电路。TB6612 内部的 H-SW Driver 驱动桥为 MOS 结构，其对于静电放电很敏感，因此需要在接入电机的端口上放置 0.1uf 的钽电容，滤除直流电机的感生电压，防止 TB6612 控制芯片被击穿。

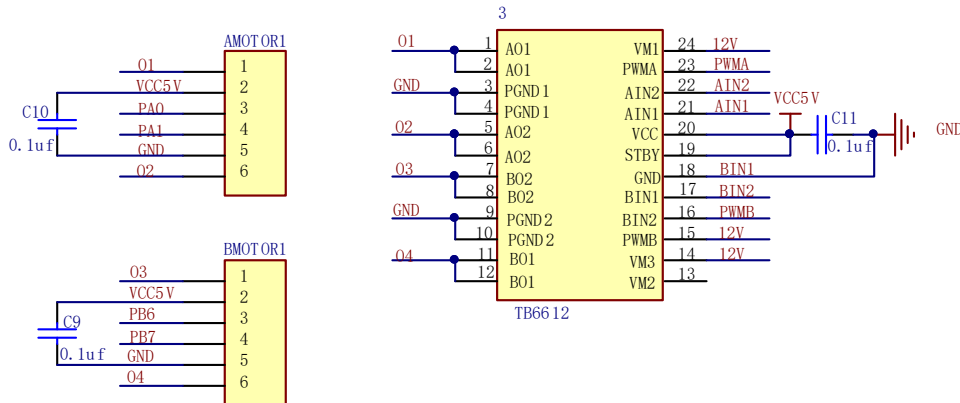


图 3-10 TB6612FNG 驱动原理图

Tab.3-10 TB6612FNG driving schematic diagram

3.4 控制系统硬件电路设计

3.4.1 STM32 最小系统设计

3.4.1.1 主控芯片

两轮自平衡车在运行中需要不断采集自身姿态信息，同时要进行控制量的计算，因此系统对微处理器的处理速度和运行内存都有较高的要求。本文选用的是由意法半导体公司生产的 STM32F103C8T6 单片机。以下简称 C8T6，对其进行简要介绍。

C8T6 是基于 ARM 公司设计的 Cortex-M3 内核芯片，它是一款高性能、低成本、低功耗的嵌入式微控制器。内核和外设通过总线矩阵相连接，总线矩阵是由 I-bus 总线(指令总线)、D-bus 总线(数据总线)、S-bus (系统总线)，以及 DMA 总线组成。该芯片含有四个驱动单元，Cortex-M3 内核 D-bus 以及 S-bus，通用 DMA1 和通用 DMA2。四个被驱动单元，内部的 SRAM，内部 64K 闪存存储器，FSMC 总线控制器，以及 AHB 总线。

如图 3-11 为 STM32F10X 的系统架构。该系统架构图详细显示了 STM32F10X 的内部结构关系，为接下来我们对于 STM32 的理解和运用，提供了很大的帮助，也为我们了解了芯片的外设资源提供便利，方便我们调配和运用。

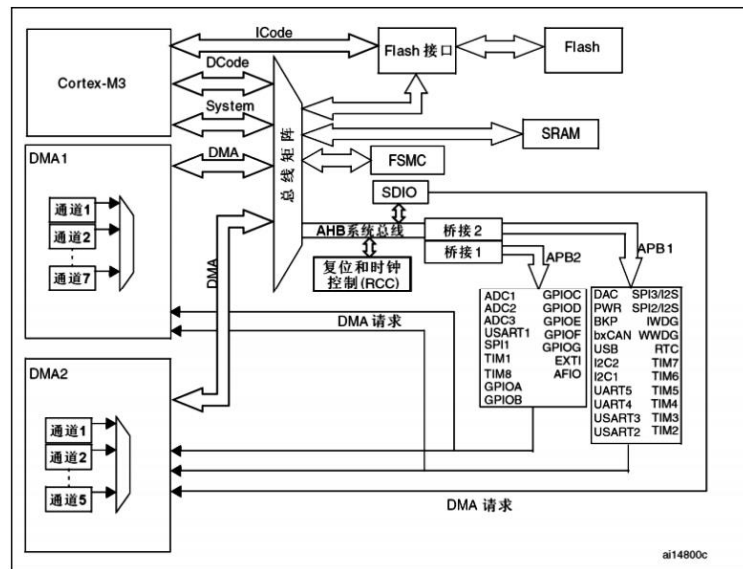


图 3-11 STM32F10x 系统架构图

Fig.3-11 STM32F10x system architecture diagram

C8T6 内部时钟为 72MHz，64 个引脚，支持 SWD 和 JTAG 下载。存储容量为 512K 的 FLASH，以及 64K 的 SRAM，能够为系统运行和数据存储提供充足的空间。同时 C8T6 支持外部晶振，可做 RTC 时钟源。拥有 11 个定时器，其中 4 个为通用定时器，2 个基本定时器和 2 个高级定时器，以及 1 个系统定时器和 2 个看门狗定时器。丰富的通信接口，如 I2C、SPI、等，能够满足小车的通信要求。同时 C8T6 的外设还包括 ADC、通用 GPIO 接口、以及 USART 等。丰富的外设接口以及较高的工作频率，使 C8T6 能够满足自平衡车对于外设接口和数据处理的要求。

3.4.1.2 最小系统设计

单片机最小系统是指是能够满足单片机正常工作的最小系统。其主要包括下载电路，电源电路，复位电路、以及滤波电路。如图 3-12，为两轮自平衡车的最小单片机系统。最小系统采用外置 8MHz 晶振设计，晶振两边各加了一个 20uf 的起振电容，能够为硬件控制系统提供稳定的晶振频率。

该最小系统的下载模式是 SWD 模式，相比于一般常见的 JTAG 模式，该模式所需的引脚更少，能够有效的节约片上资源。供电系统是稳压电路提供的 3.3V。复位电路的复位原理是将 RST 引脚通过接通开关 S2，引脚 RST 接入低电平后 C8T6

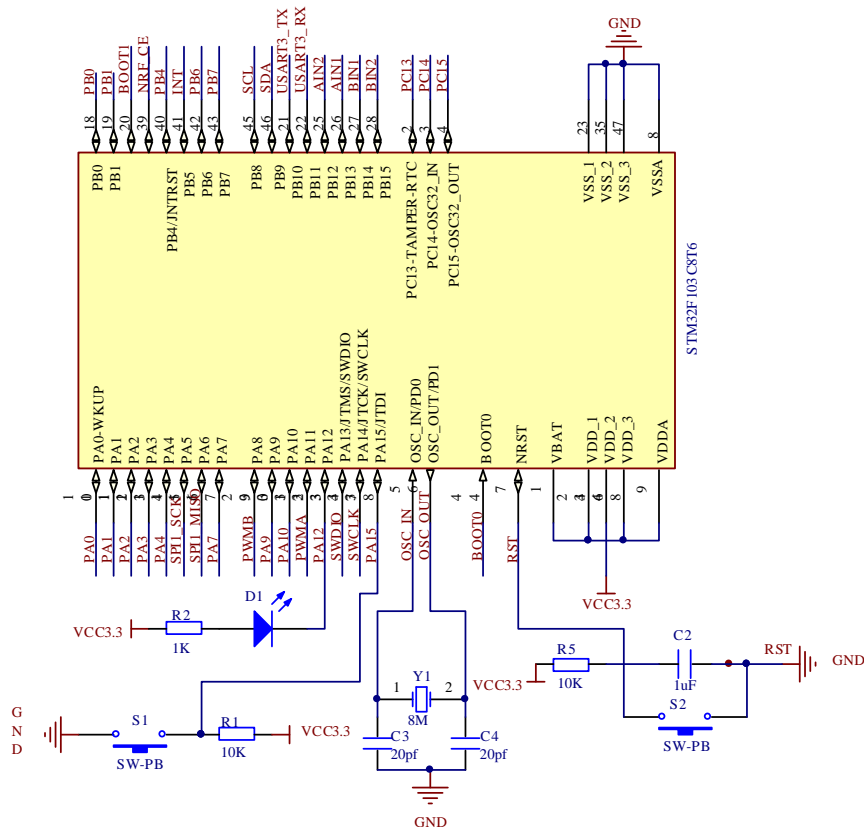


Fig.3-12 STM32F103C8T6 Minimum system of single chip microcomputer

两轮自平衡车的电源是一组 12V 锂电池组。为了满足不同模块的用电需求,需要对电压进行降压处理。

LM2596 芯片的主要特性如下:

- 32-

- (2) 输入电压最大可至 40V;
- (3) 15KHz 固定内部振荡器;
- (4) 良好的线性负载能力;
- (5) 低功耗模式输入电流为 80uA;
- (6) 具有热关断和限流保护能力;

本文设计的自平衡车的输入电压为 12V，输出电压为 5V，最大负载 3A。按照设计要求，参考 LM2596 数据手册，设计自平衡车降压稳压电路，如图 3-13 所示。

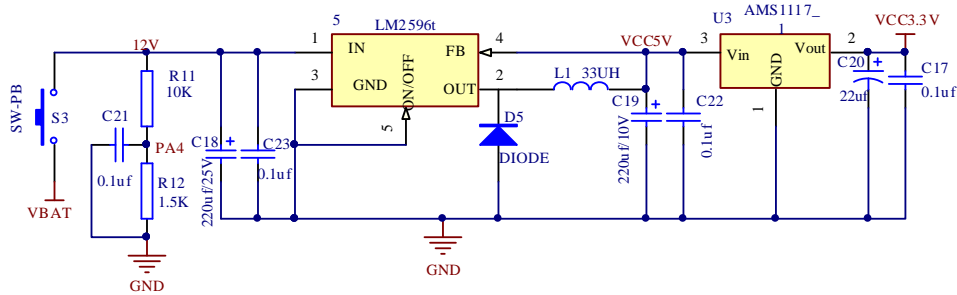


图 3-13 LM2596 降压稳压电路图

Fig3-13 LM2596 Power supply voltage regulator and step-down circuit

输出电压为:

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3-15)$$

校准电压为 $V_{ref} = 1.23V$ 。 R_1 的值一般在 $240\Omega \sim 1.5K\Omega$ ， 较低的电阻值能够降低反馈引脚上的噪声。在这里选择的 R_1 值为 $1K\Omega$ 。 则

$$R_2 = R_1 (V_{out} / V_{ref} - 1) \quad (3-16)$$

因此 $R_2 = 3K\Omega$ 。 输出电感 $L1$ ， 对于 $L1$ 的计算可以通过 ET 公式， 在 ET 图中查找对应的 $L1$ 大小， ET 公式如下:

$$E \cdot T = (V_{IN} - V_{out} - V_{sat}) \cdot \frac{V_{out} + V_D}{V_{IN} - V_{sat} + V_D} \cdot \frac{1000}{150kHz} \quad (3-17)$$

这里的 V_{sat} 为开关饱和电压 $V_{sat} = 1.16V$ ， V_D 为吸纳二极管截止电压 $V_D = 0.5V$ ， 由式(3-17)计算 ET 值为:

$$E \cdot T = 5.84 \times \frac{5.5}{11.34} \times 6.67 = 18.89V \cdot \mu s$$

设计的自平衡车的最大负载为 $I_{out-max} = 3A$ ，使用计算得到的 $E \cdot T$ 值，对照图 3-14，来确定电感 $L1$ 值的大小。对照图可知 $L1$ 的电感值大小为 $64\mu H$ 。

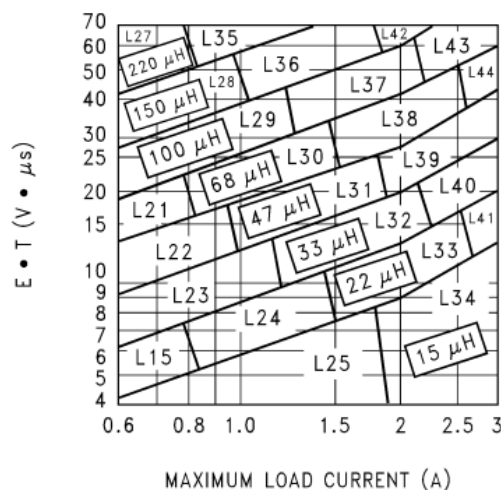


图 3-14 输出电感 $L1$ 快速设计选择图

Fig.3-14 Output inductor value selection guides

在大多数的应用当中，输出电容 C_{out} 的值在 $82\mu F \sim 820\mu F$ 低 ESR 电解电容^[73]或者电容值在 $10\mu F \sim 470\mu F$ 固体钽度电容，该类型电容能够使输出结果达到最好。为了简化电容选择过程，可以参考表 3-4 快速设计组件选择表，这里列出的是输出电压为 5V，负载电流为 3A 的快速选择列表。表中包含不同的输入电压、输出电压和负载电流，并列出了最佳的电感和输出电容值。输出电容选择一般遵循如下规则，电容电压的忍受范围至少大于 1.5 倍的输出电压，本文输出电压为 5V，因此输出电容忍受值应大于 7.5V。根据输入电压为 12V，对照快速设计参考表得出输出电容型号大小为 $C_{out} = 220\mu F / 10V$

表 3-4 LM2596 输出电压电容快速设计参数列表

Tab.3-4 LM2596 Regulator design parameter list of output voltage capacitor

输出电压 (v)	负载电流 (A)	最大输入电压 (V)	电容值 (uF)	电容型号 (uF/v)
5V	3A	8	22	220/10
		10	22	220/10
		15	33	220/10
		40	47	220/10

第3章 两轮自平衡车硬件设计

按 LM2596 设计参考手册上说明, 吸纳二极管 D1 的额定电流值至少应大于 1.3 倍的最大负载电流, 同时吸纳二极管的反向耐压值应至少大于输入电压值的 1.25 倍。LM2596 内部晶振为 150KHZ, 选用的二极管的开关速度要很快, 正向电压低, 因此设计常常选用肖申特二极管作为该电路的吸纳二极管。因此选用的肖申特二极管的参数如下, 电流承受值大于 3.9A, 电压大于 15V, 参考表 3-5, 这里列出的是输入电压范围在 20V 以内、额定电流在 4A-6A 之间的二极管选择参数列表。

表 3-5 吸纳二极管选择列表

Tab.3-5 Diode selection table

耐压值	4A-6A 二极管
20V	SR503
	1N5823
	SB5200

根据安装的便捷性以及体积大小, 选择的肖申特二极管型号为 1N5823。

输入电容 C_{in} 非常重要的参数是输入耐压和电流均方根。本设计的输入电压为 12V, 使用的是铝电解电容, 其耐压值要大于 1.5 倍的输入电压, 即 18V。输入电容的电流均方根大约是直流负载的一半, 本设计中最大负载电流为 3A, 则电容的电流均方根至少为 1.5A, 通过图 3-15, 选择 680uf/30V 的参数输入电容。

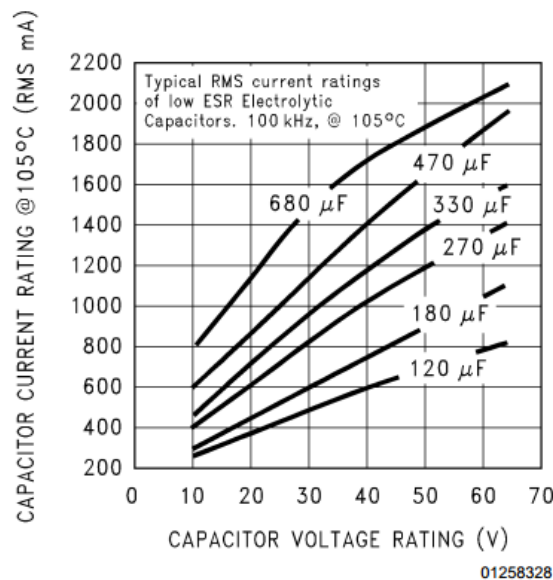


图 3-15 低 ESR 电解电容均方根电流额定值

Fig.3-15 RMS current rating for low ESR electrolytic capacitors

反馈电容能够使电路变的非常稳定，该电容一般为固态钽电容。其值计算如下。

$$C_{FF} = \frac{1}{31 \times 10^3 \times R_2} \quad (3-18)$$

计算得 $C_{FF} = 10\mu F$ 。

通过电压表对该设计模块进行电压检测，输入电压为 12V，输出电压为 5V，该模块设计完成。同时为了满足 STM32 和 MPU6050 模块的 3.3V 供电需求，在降压输出端口加入 AMS1117_3.3 芯片，该芯片主要作用是将降压模块转换的 5V 降到 3.3V，在这里不再细说。

3.4.3 姿态检测模块设计

姿态检测模块用于检测角加速度和自平衡车与重力方向的倾角。本文选用的姿态检测芯片为 MPU6050，该芯片是世界上第一款整合了 3 轴加速度计和 3 轴陀螺仪的 6 轴运动跟踪组件。其内部包含数字运动处理器 DMP，时间校准器，拥有丰富的接口如：IIC、SPI，支持主从模式。该芯片的主要特性如下：

- (1) 16 位的 ADC，将陀螺仪和加速度计采集的模拟量以数字量输出；
- (2) 陀螺仪的测量范围为 $\pm 250^\circ/s$ 、 $\pm 500^\circ/s$ 、 $\pm 1000^\circ/s$ 、 $\pm 2000^\circ/s$ ，加速度计的可测范围为 $\pm 2g$ 、 $\pm 4g$ 、 $\pm 8g$ 、 $\pm 16g$ ；
- (3) 1024 字节的 FIFO 缓冲器，能够帮助降低系统功耗；
- (4) 400KHz 的 IIC 快速模式；
- (5) 内部嵌入了一个数字输出温度传感器；
- (6) 输入电压为 3.3V；

本文中 MPU6050 与 STM32 的通讯方式为 IIC 通信。IIC 是由数据总线 SDA 和时钟总线 SCL 两条串行总线组成。连接到设备上的可以是主从机也可以是主机。主机将需要通讯的从机地址发送到地址总线上，从机设备匹配地址，之后对主机发出应答信号。在这里 MPU6050 作为从机使用。

当主机需要和 MPU6050 通讯时，主机需要发起通信申请。主机发起请求的方式是，将 SDA 和 SCL 拉高，SDA 由高到低的下降沿，持续时间为 0.6us，为通信

开始的标志(S)。之后总线的状态一直为忙，直到主机发出终止通信请求。终止通信请求的方式是，当 SCL 处于高电平，SDA 由低拉高，保持时间为 $0.6\mu s$ 。如图 3-16 为 IIC 通信请求时序图。

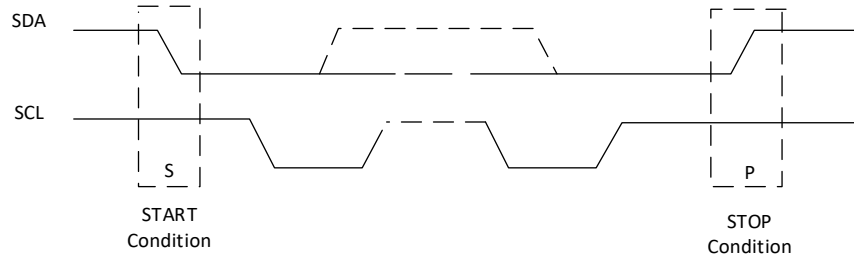


图 3-16 IIC 通信开始和结束时序

Fig.3-16 The bus timing of IIC

IIC 的数据格式是 8 位字节，但是对于每次传输的字节数，没有做规定。但每字节传输必须跟随一个应答(ACK)信号，应答信号在总线上的时序如图 3-17 所示。

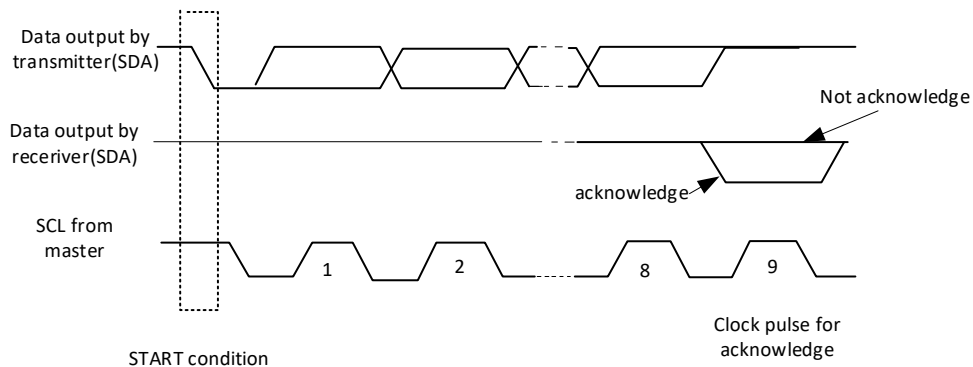


图 3-17 应答信号时序

Fig.3-17 Acknowledge on the IIC bus

应答信号的时钟由主机提供，应答信号则由从机发出，在时钟信号为高电平时，通过拉低 SDA 的值来实现。

通过上述对 MPU6050 通讯方式的了解，接下来对 MPU6050 和主机具体实现方式做简单的介绍。主机发送请求信号，之后主机发送 7 位的从机地址，后面跟随一个 R/W 位，这个位是判断主机对从机读写判断位，因为 STM32 只需要读取 MPU6050 的数值，因此这个位为 0，即读取数据。然后主机释放 SDA 线，等待从机应答信号，在收到应答信号后，每一个字节后面跟随一个应答信号，当主机不再

MPU6050 姿态传感器模块电路如图 3-19 所示。该模块电路有四个接口, VCC、GND、SDA、SCL, 将 SDA 和 SCL 与 STM32 相连, 通过上述的 MPU6050 的通讯协议, STM32 变可实现对 MPU6050 数据的读取。

[illegible]

图 3-19 MPU6050 姿态传感器电路图

Fig.3-19 MPU6050 sensor circuit diagram

蓝牙通讯技术是一种短距离通讯方式，主机和从机使用相同的通讯协议，不同的应用中，可以使用不同的通讯协议，协议规范遵循开放系统互联参考模型。因为蓝牙协议过于复杂，这里只对该协议进行简要介绍。完整的蓝牙通讯协议如图 3-20 所示。

-38-

中基带协议主要控制跳频序列的同步和传输；LMP 负责蓝牙设备之间的相互连接；L2CAP 是基带的上层提供数据服务，实现方式一般有群提取技术、分割和重组技术等；SDP 是用于查询设备信息以及服务类型，是所有用户模式的基础，查询之后，蓝牙设备之间通过共同的通讯协议完成连接。

蓝牙技术规定，每对设备之间进行蓝牙通讯是，必须一个为主机，另一为从机，同时必须有主机端进行查找，发起配对，建立连接后，双方可以实现数据交换。

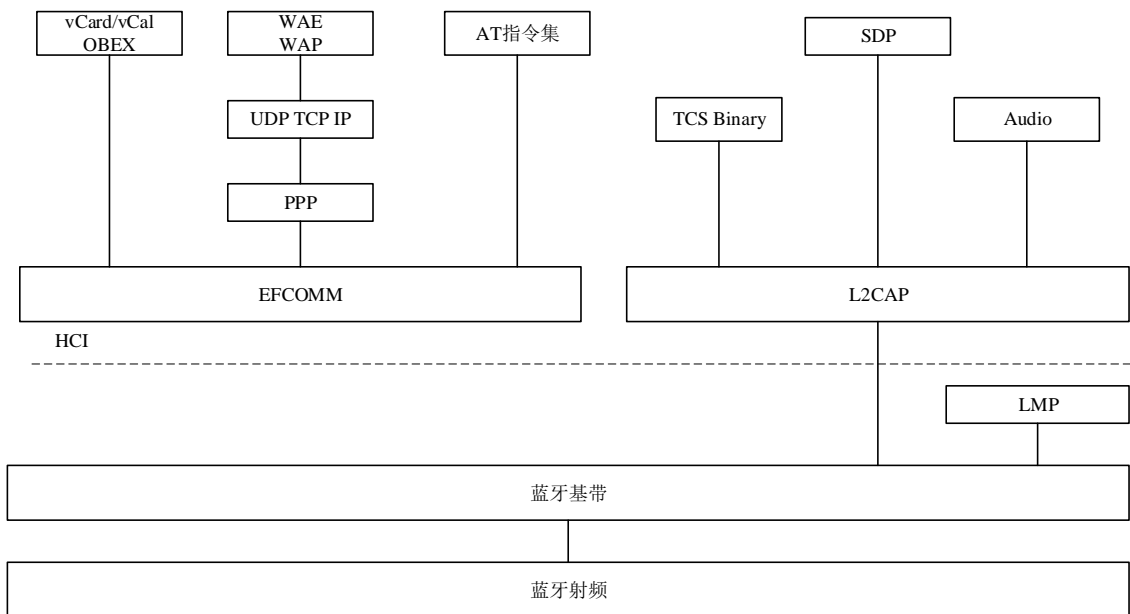


图 3-20 蓝牙通讯协议

Fig.3-20 Bluetooth communication protocol

本文使用的蓝牙设备是由深圳龙雀生产的 BT04-A 蓝牙模块，该模块是从机模块，可以和带有蓝牙设备的 PC 端、手机端进行通讯连接。该模块的主要特性如下：

- (1) 通讯距离约为 10m；
- (2) 通讯频段为 2.4GHz ISM band；
- (3) 输入电压为 3.3V，输入电流为 50mA；
- (4) 低功耗模式下，待机电流为 400uA—700uA；
- (5) USART 接口，波特率支持 2400、4800、9600、38400、57600、115200 dps；

(6) 从机模式;

对模块 BT04-A 的修改主要通过 AT 指令集进行查询修改。如表 3-6 所示。

表 3-6 蓝牙模块 AT 指令集

Tab.3-6 Bluetooth module communication instruction set

指令描述	下行指令	响应	参数
测试指令	AT	OK	无
模块复位	AT+RESET	OK	无
设置配对码	AT+PIN<Param>	OK	Param 配对码
查询配对码	AT+PIN	+PIN=<Param>	Param 配对码
查询波特率	AT+BAUD	OK	Param:波特率
设置波特率	AT+BAUD<Param>	+BAUD=<Param>	Param:波特率
设置蓝牙地址	AT+LADDR<Param>	OK	Param:地址码
查询蓝牙地址	AT+LADDR	+LADDR=<Param>	Param:地址码

3.4.5 显示模块

显示模块采用的是 0.96 寸的 OLED 显示屏，其作用是显示小车的运行电压、倾角、电机速度和超声波测得的距离。本文选用的是中景园生产设计的 OLED 显示模块。其模块参数如下：

- (1) 分辨率为 128×64；
- (2) 显示方式为有源矩阵显示；
- (3) 响应时间为几毫秒到几十毫秒；
- (4) 低电压直流驱动，驱动电压为 3.3V；
- (5) 128×64 位字节 SRAM 显示内存；

OLED 模块引脚说明为表 3-7 所示，OLED 模块电路如图 3-21。

表 3-7 OLED 显示模块各引脚说明

Tab.3-7 OLED display module Pin illustration

引脚符号	引脚说明	引脚符号	引脚说明
GND	电源地线	RES	复位
VCC	输入电压	DC	数据/命令
D0	时钟线接口	CS	片选
D1	数据线接口		

OLED 通讯与微控制器的通讯方式是依然采用的是 IIC 接口，STM32 通过 IIC

接口将数据写入到 OLED 的显示内存中，其通讯方式和 MPU6050 通讯方式类似，这里将不再赘述。OLED 的 DC 引脚是数据/命令引脚，这个管脚决定串口输入是数据还是命令。如果 DC 接入的是高电平的话，那么从主机发过来的就是数据，将这些数据写入图形显示数据 ARM。如果 DC 接入低电平时，那么主机上发来的就是命令，然后数据将会被解码，写入相应的命令寄存器中。

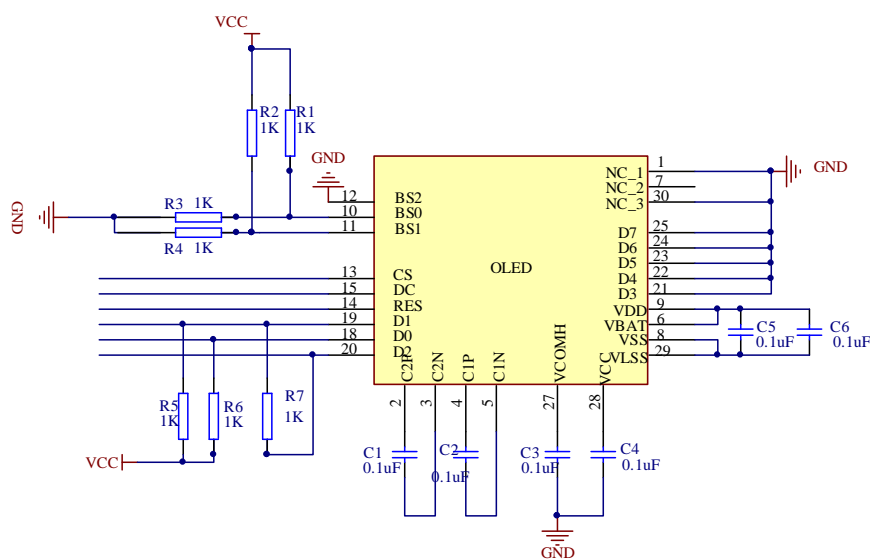


图 3-21 OLED 显示电路图

Fig.3-21 OLED display Circuit diagram

3.4.6 超声波测距模块

超声波小车测距用于小车预警，防止小车前行撞到物体。本设计使用的是 HC-SR04 超声波模块，该模块主要包括超声波发射器、接收器、与控制电路。模块的电气参数如下：

- (1) 输入电压 5V，工作电流为 15mA；
- (2) 测距范围 2cm—400cm；
- (3) 工作频率 40KHz；

假设超声波脉冲由传感器发出到接收的时间为 t ，声波在空气中的传播速度为 c ，则传感器到目标物体的距离 $D = c \cdot t / 2$ 。

如图 3-22 为超声波时序图。通过时序图，我们只要将 TRIG 管脚接入 10us 高

电平触发信号，超声波内部振荡器便会循环发出 8 个 40KHz 周期的电平，当检测到有回波信号时，输出管脚 ECHO 会输入一个高电平回响电平，回响信号的脉冲宽度与测得的距离成正比。通过发送和接收信号时间差，计算测得的距离。距离=高电平时间*声波/2。

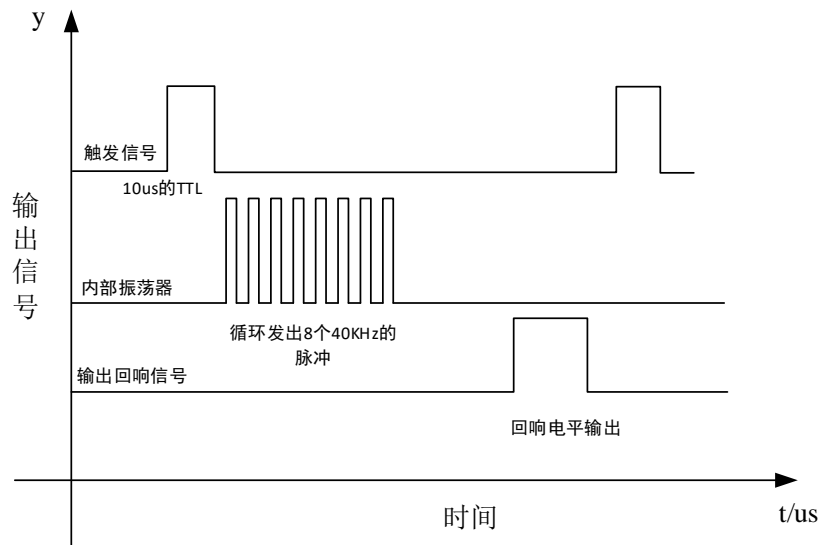


图 3-22 超声波模块运行时序图

Fig.3-22 Operation sequence diagram of ultrasonic module

3.4.7 编码器测速模块

测速编码器是由霍尔码盘和霍尔元件组成。霍尔码盘是在一定直径的圆板上等分地布置有不同的磁极。霍尔码盘与电动机同轴，电动机转动时，霍尔元件检测出若干脉冲信号。编码器输出两组方波信号 A 相和 B 相，同时这两组方波信号存在 90 度的相位差，用于检测速度方向，如图 3-23 所示，通过单片机 I/O 口读取方波信号，用于检测速度大小，速度和方波信号的关系为：

$$V = 2\pi r \frac{n_0}{n}$$

式中 n_0 ——方波信号个数；

n ——编码器分辨率；

V ——车轮线速度；

r ——车轮半径；

编码器测速示意图如图 3-24 所示，该模块有四个接线端，分别接入电源、地线、A 相和 B 相。电机带动码盘一起转动，A、B 相检测脉冲信号，通过单片机的定时器对脉冲信号进行计数，来计算测速。

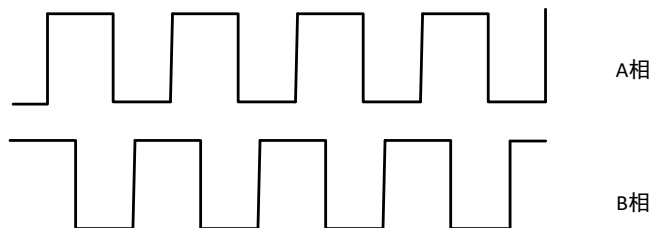


图 3-23 A、B 相输出波形

Fig.3-23 A and B phase output waveforms

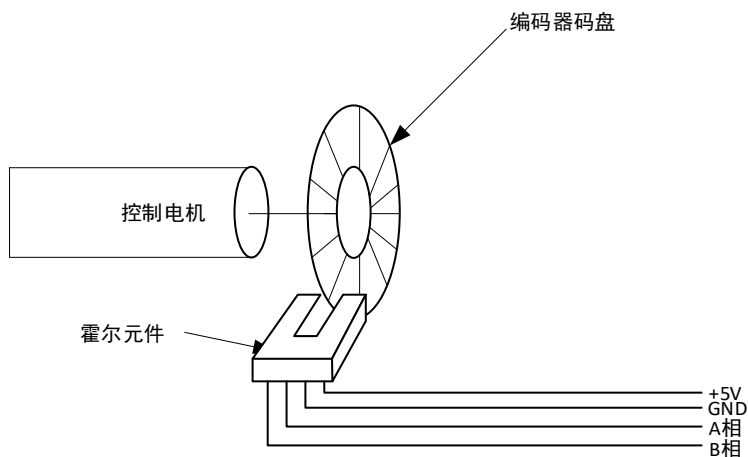


图 3-24 编码器测速示意图

Fig.3-24 A schematic diagram of the speed measurement of the encoder

3.5 本章小结

本章的主要从机械结构、动力部分、硬件控制电路三个方面对两轮自平衡车的硬件进行设计和选型。机械设计部分参考目前成熟的设计方案，并对设计方案进行了论证。动力部分对电机的具体参数进行了计算和选型，同时对电机驱动电路进行了设计。硬件控制电路方面主要从自平衡车的功能出发，选择控制芯片和控制模块，并对芯片功能电路进行设计和对功能模块运用介绍。

第 4 章 两轮自平衡车算法设计

4.1 Kalman 滤波器的设计和实现

两轮自平衡车姿态信息是通过陀螺仪和加速度计获得。陀螺仪和加速度计属于惯性传感器^[74]，因此其测量的姿态信息会包含大量的噪声。陀螺仪测量车体倾角是积分的过程，但是陀螺仪温漂的存在，使得陀螺仪长时间工作会使倾角的累计误差无限增大，最终导致系统无法运行。加速度计是通过微分方式获得倾角速度，但是加速度的动态性能较差，同样会包含较多的噪声。因此如果单独使用一种传感器获取自平衡车的姿态信息，会使姿态信息的误差过大，最终导致系统无法运行。

因此，将两者传感器组合测量，就能够优势互补。本文通过将陀螺仪和加速度计组合的方式进行测量，针对这两种传感器的特点，一般会采用融合滤波的方法。Kalman 滤波器抑制干扰能力较强，在多传感器领域已经得到了较为广泛的运用，所以本文采用 Kalman 滤波器对陀螺仪和加速度计信号进行融合滤波^[75]，以此来获得自平衡车较为真实的姿态信息。

4.1.1 Kalman 滤波原理

Kalman 滤波是一种基于状态空间方法的高效率递归滤波器，它属于软件滤波的一种，其基本思想是：以最小均方误差为最佳估计准则，采用信号和噪声的状态空间模型，利用前一时刻的估计值和当前的观测值来更新对状态变量的估计，求出当前时刻的估计值，算法根据建立的系统方程和观测方程对需要处理的信号做出满足最小均方误差估计。

在使用 Kalman 滤波器之前我们需要引入一个离散控制过程系统，这个系统可以由如下两个方程描述：

$$X(k) = A X(k-1) + B U(k) + W(k) \quad (4-1)$$

$$Z(k) = H X(k) + V(k) \quad (4-2)$$

其中式(4-1)为系统的过程模型，式(4-2)为测量模型。 $X(k)$ 和 $U(k)$ 分别对应系统 k 时刻的系统状态和系统的控制量， A 和 B 是系统参数，对于多系统来说，它们是矩阵。 $Z(k)$ 是系统 k 时刻测量值， H 为测量系统参数，对于多系统来说， H 为矩阵。 $W(k)$ 和 $V(k)$ 为过程和测量噪声，他们常被假设为高斯白噪声进行处理，其协方差分别为 Q 、 R 。

假设当前系统状态为 k ，由式(4-1)系统过程模型可以预测出基于系统上一状态的现在状态：

$$X(k|k-1) = AX(k-1|k-1) + BU(k) \quad (4-3)$$

上式中 $X(k|k-1)$ 基于上一状态的先验估计值， $X(k-1|k-1)$ 是上一状态的最优解， $U(k)$ 是当前时刻的控制量。

当系统状态更新后，需要对当前时刻的协方差进行预测，即 $X(k|k-1)$ 的协方差，我们用 $P(k|k-1)$ 表示，其结果如下：

$$P(k|k-1) = AP(k-1|k-1)A^T + Q \quad (4-4)$$

上式中， $P(k-1|k-1)$ 是 $X(k-1|k-1)$ 对应的协方差， Q 是系统过程噪声协方差。

结合当前的预测值和测量值，我们可以得到当前的状态 k 时刻的最优估算值 $X(k|k)$ ：

$$X(k|k) = X(k|k-1) + Kg(k)(Z(k) - HX(k|k-1)) \quad (4-5)$$

上式中 $Kg(k)$ 为卡尔曼增益：

$$Kg(k) = \frac{P(k|k-1)H^T}{(H P(k|k-1)H^T + R)} \quad (4-6)$$

式(4-3)~(4-6)可以得到 k 时刻的最优估算值 $X(k|k)$ ，但为了能够实现迭代，我们还需更新 k 状态下 $X(k|k)$ 的协方差 $P(k|k)$ ：

$$P(k|k) = (I - Kg(k)H)P(k|k-1) \quad (4-7)$$

其中 I 为单位矩阵。当系统进入 $k+1$ 状态时， $P(k|k)$ 就是式(4-4)的 $P(k-1|k-1)$ ，这样算法便可以自回归运算下去。

4.1.2 Kalman 滤波器的设计和实现

本小节将根据上一小节对于 Kalman 滤波原理的介绍，来设计两轮自平衡车的 Kalman 滤波器。

首先第一步是预测当前角度值，假设 $Angle(k)$ 、 $Gyro(k)$ 为 k 时刻的倾角和角速度的估值，此时的角度我们可以近似的认为上一时刻的角度加加速度乘以时间，因为陀螺仪存在温漂，假设此时的温漂为 Q_gyro ，一般的工程做法是将 Q_gyro 当白噪声处理，这里我们假设其不随系统状态变化而变化。则此时的角度为：

$$Angle(k) = Angle(k-1) + Gyro(k-1) \times \Delta t - Q_Gyro \times \Delta t \quad (4-8)$$

$$Gyro(k) = Gyro(k-1) - Q_Gyro \quad (4-9)$$

式(4-8)与(4-9)可以写成如下形式：

$$\begin{bmatrix} Angle(k) \\ Gyro(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Angle(k-1) \\ Gyro(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta t \\ 0 \end{bmatrix} Gyro(k-1) \quad (4-10)$$

第二步是预测方差矩阵的预测值，假设倾角噪声是 Q_Angle ，则系统过程噪声协方差 Q 为：

$$Q = \begin{bmatrix} D_{Q_Angle} & 0 \\ 0 & D_{Q_Gyro} \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

方差 D_{Q_Angle} 、 D_{Q_Gyro} 为设置的常数，通过取不同的 D_{Q_Angle} 、 D_{Q_Gyro} 值可以设置系统对陀螺仪的信用度。

$$\begin{bmatrix} a(k) & b(k) \\ c(k) & d(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a(k-1) & b(k-1) \\ c(k-1) & d(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\Delta t & 1 \end{bmatrix} + Q \quad (4-12)$$

上式中 $a(k)$ 、 $b(k)$ 、 $c(k)$ 、 $d(k)$ 是预测协方差矩阵元素。

第三步计算卡尔曼增益，假设卡尔曼增益为 $Kg(k)$ ，角度测量噪声为 R_Angle ， R_Angle 可以用来调节系统对加速度计的信任度。

$$Kg(k) = \frac{\begin{bmatrix} a(k) & b(k) \\ c(k) & d(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a(k) & b(k) \\ c(k) & d(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}} + R_Angle \quad (4-13)$$

第四步计算当前的最优估算值，由式（4-13）可得当前最优估算值为：

$$\begin{bmatrix} Angle(k) \\ Gyro(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Angle(k-1) \\ Gyro(k-1) \end{bmatrix} + Kg(k)(Acc_{Angle} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Angle(k-1) \\ Gyro(k-1) \end{bmatrix}) \quad (4-14)$$

其中 Acc_{Angle} 为加速度计的测量值，经过上述四个步骤，将当前最优估计值计算出来。

最后，更新协方差方程即：

$$\begin{bmatrix} a(k) & b(k) \\ c(k) & d(k) \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - Kg(k) \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \times \begin{bmatrix} a(k-1) & b(k-1) \\ c(k-1) & d(k-1) \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

自此两轮自平衡车的卡尔曼滤波器设计完毕。

4.1.3 Kalman 滤波融合实验

经过上述对 Kalman 滤波器的介绍和设计，下面将对 Kalman 进行实际的滤波融合实验。使用第三章 MPU6050 采集的数据作为 Kalman 滤波器的数据来源，将陀螺仪和加速度计测量的结果发送至上位机，如图 4-1 为加速度测得原始倾角，

图 4-2 为陀螺仪测得的角加速度，图 4-3 为经过 Kalman 滤波器的倾角信息。

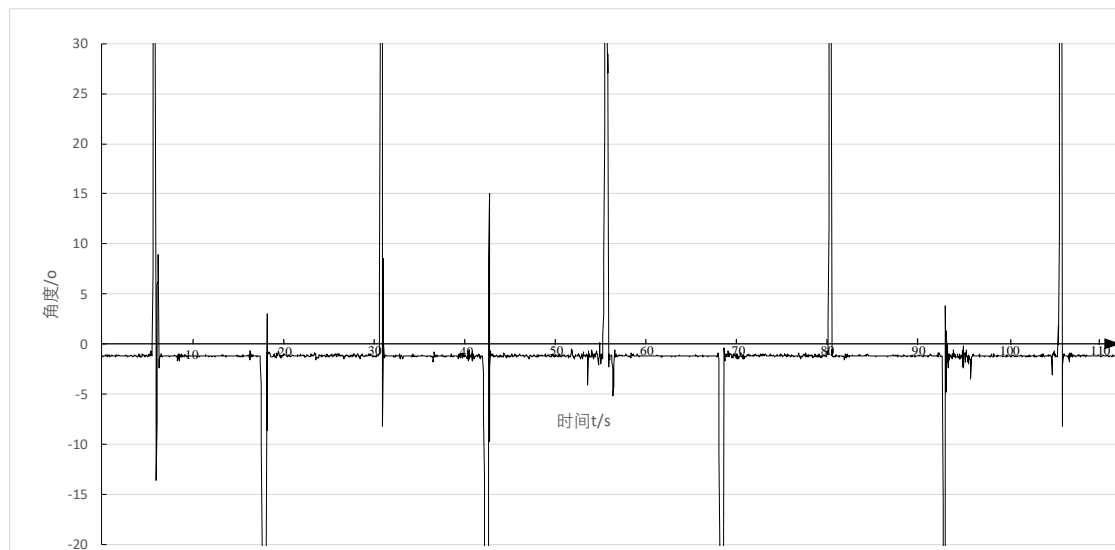


图 4-1 加速度计原始倾角

Fig.4-1 Original inclination angle of accelerometer

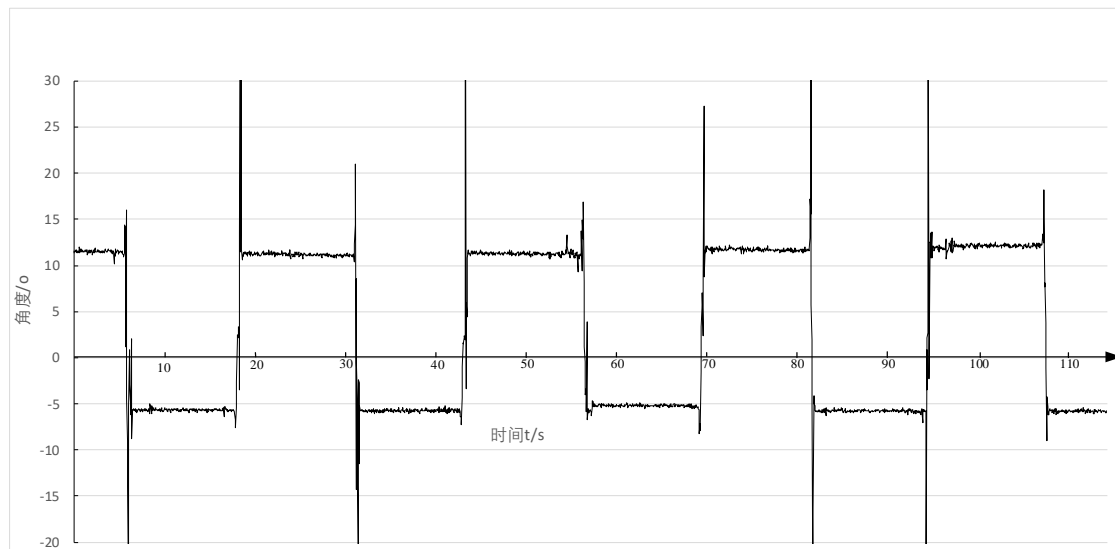


图 4-2 陀螺仪原始加速度

Fig.4-2 Primary acceleration of gyroscope

由实验结果可知，加速度计对于运动较为敏感，因此输出的信号中夹杂着较多的高频污染，当姿态变化较快时，容易产生过冲信号。相比于未经 Kalman 滤波器处理的倾角，处理过的倾角比原始数据更加的平滑，同时能反应倾角变化。

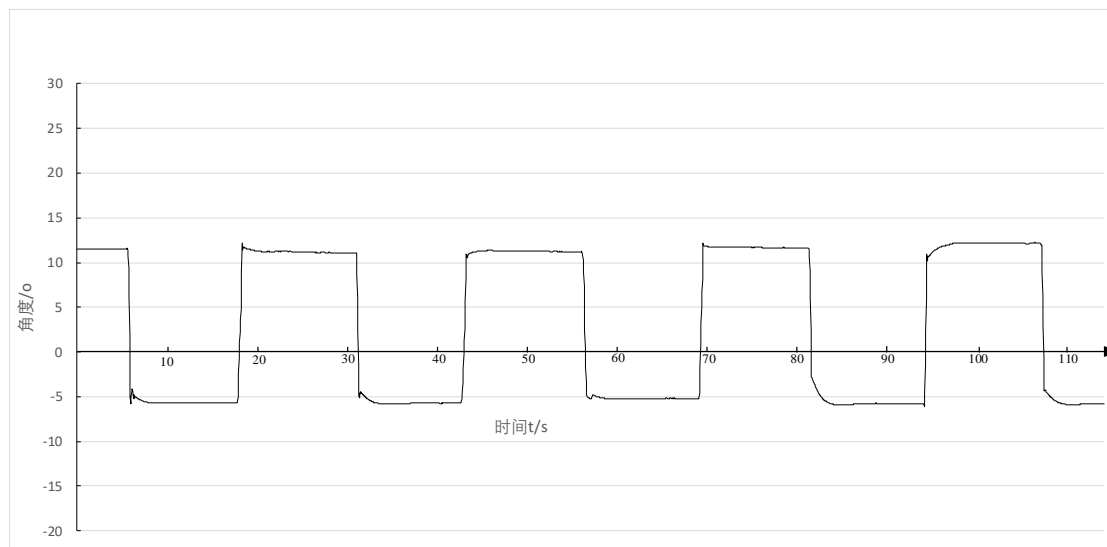


图 4-3 Kalman 滤波后的倾角波形

Fig.4-3 Kalman filter data change diagram

4.2 两轮自平衡车 LQR 控制算法

4.2.1 LQR 线性二次型原理

LQR 线性二次型调节器是根据系统的状态空间模型设计优化的动态控制器。系统模型是用状态空间形式给出的线性系统，其目标函数是状态和控制输入的二次型函数。二次型问题就是线性系统约束条件下选择最优状态反馈控制律，使二次型性能指标函数 J 最小。

线性系统的状态方程一般用如下式子表示：

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU\end{aligned}\quad (4-16)$$

二次型目标 J 函数为：

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} (e(t)^T Q(t)e(t) + U(t)^T R(t)U(t)) dt \quad (4-17)$$

式中 $Q(t)$ 是 $n \times n$ 维半正定状态加权矩阵，用来衡量误差 $e(t)$ 大小的代价矩阵，

$e(t)^T Q(t)e(t)$ 表示的意义为误差平方; $R(t)$ 是 $r \times r$ 维正定的加权矩阵, $R(t)$ 是对控制量的约束矩阵, $U(t)^T R(t)U(t)$ 表示对系统动态过程中控制的约束或者要求。实际工程运用中, $Q(t)$ 和 $R(t)$ 常为对角阵。

对 J 求最小值, 首先需要构建 Hamilton 函数, 通过极小值原理求解目标函数值 J 的最小值。Hamilton 函数如下:

$$H = \frac{1}{2} [Z(t) - CX(t)]^T Q [Z(t) - CX(t)] + \frac{1}{2} U(t)^T R U(t) + \lambda^T [AX(t) + BU(t)] \quad (4-18)$$

系统控制方程和协态方程表示如下:

$$\frac{\partial H}{\partial U} = RU(t) + B^T \lambda(t) = 0 \quad (4-19)$$

$$\dot{\lambda}(t) = -\frac{\partial H}{\partial X} = -[QX(T) + A^T \lambda(t)] \quad (4-20)$$

令 $\lambda(t) = K(t)X(t) - G(t)$ 。得出满足黎卡提 (Riccati) 代数方程

$$\begin{aligned} \dot{K}(t) &= -K(t)A - A^T K(t) + K(t)BR^{-1}B^T K(t) - C^T QC \\ \dot{G}(t) &= [K(t)BR^{-1}B^T - A^T]G(t) - C^T QZ(t) \end{aligned} \quad (4-21)$$

因此系统的设计最终归结为求解黎卡提 (Riccati) 方程, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 则系统状态渐近为零值, 则(4-21)可简化为如下:

$$\begin{aligned} -KA - A^T K + KBR^{-1}B^T K - C^T QC &= 0 \\ [KBR^{-1}B^T - A^T]G - C^T QZ &= 0 \end{aligned} \quad (4-22)$$

求得 K 、 G 。系统最优反馈输入为:

$$U(t) = -R^{-1}B[KX(t) - GZ(t)] \quad (4-23)$$

4.2.2 自平衡车 LQR 控制器设计

两轮自平衡车的 LQR 控制器是将速度控制、姿态平衡控制、转向控制包含在一个控制器其中, 通过对反馈矩阵 K 的求解, 使系统极点分布在 x 轴的负半轴。两轮自平衡车 LQR 控制器设计框图如图 4-4 所示。

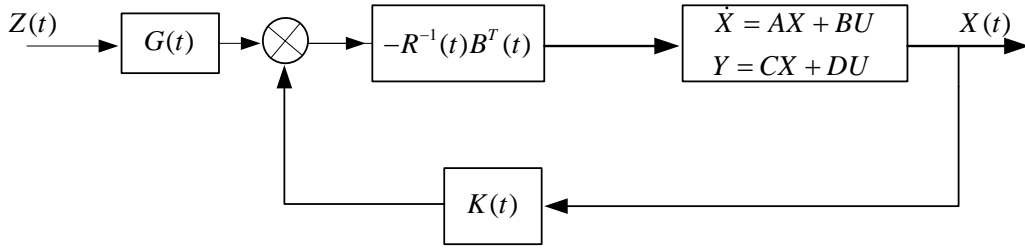


图 4-4 自平衡车 LQR 控制器设计框图

Fig.4-4 Self-balance vehicle LQR controller design

由 LQR 控制器设计原理可知， K 值与 Q 和 R 的选取有关。 Q 代表对系统误差的惩罚程度，即对误差的限制程度。 R 表示对系统能量的惩罚，一般为正定矩阵。本文选取这两个参数如下：

$$Q = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 80 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 30 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 20 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 0.03 & 0 \\ 0 & 0.02 \end{bmatrix}$$

由式(4-18)~(4-22)，求得 K 和 G 值如下：

$$K = \begin{bmatrix} 6.1034 & -33.6929 & -25.8861 & -184.0693 \\ -6.1034 & -33.6929 & -25.8861 & -184.0693 \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

$$G = \begin{bmatrix} 6.6315 & -46.4681 & 0 & 0 \\ -6.6315 & -46.4681 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

4.2.3 LQR 控制器仿真分析

如图 4-5 所示为 LQR 控制器 Simulink 模型。自平衡车的状态空间模型采用的是式(2-30)，系统输入为偏航角、速度、角速度、倾角。电机的电压限幅为（-12V，+12V），系统的控制参数 K 和 G 为式（4-24）和式（4-25）所得的值。

接下来，分别对自平衡 LQR 控制器进行平衡控制仿真、速度控制仿真、偏航角跟踪仿真、以及平衡扰动仿真。

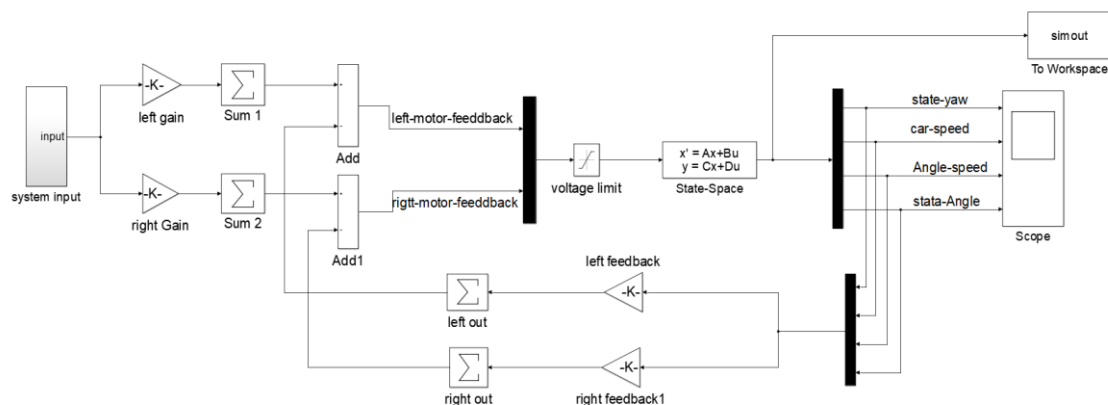


图 4-5 两轮自平衡车 LQR 控制器仿真图

Fig.4-5 Controller simulation of two wheeled self balancing vehicle

4.2.2.1 平衡控制仿真

小车的系统输入设置为零，初始化参数设定为 $[0 \ 0 \ 0 \ 0.5]$ ，即小车的偏航角、速度、角速度为 0，倾角初始状态为 0.5 rad ，其仿真结果如图 4-6 所示。

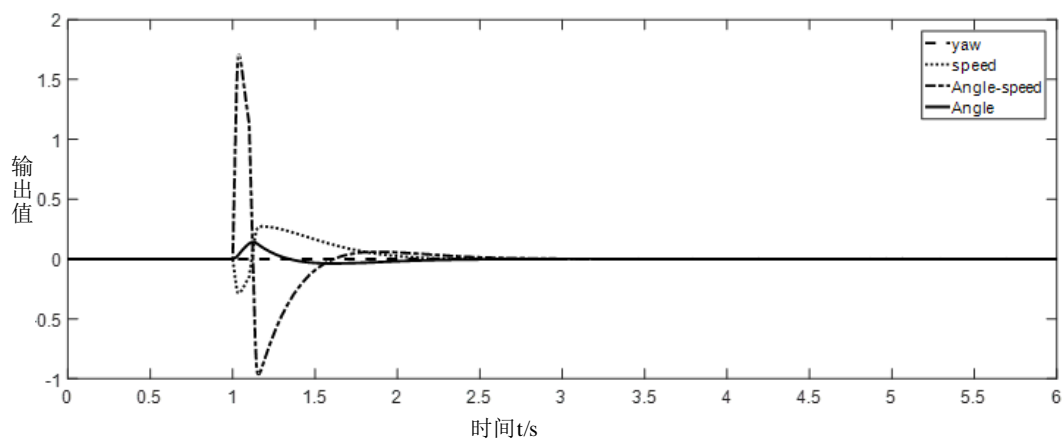


图 4-6 LQR 控制器零输入平衡响应测试

Fig.4-6 LQR controller Zero input balance response test of controller

从图中可以看出，系统初始倾角为 0.5 rad ，在 $t=1.7 \text{ s}$ 后，系统输出为零，系统达到稳定状态。因此可以判定，LQR 控制器对系统的姿态平衡具有很好的调节效果。

4.2.2.2 速度控制仿真

将自平衡车的速度参考值设置为 1.6，自平衡车的初始化设定为 $[0 \ 0 \ 0 \ 0]$ ，即偏航角、速度、角速度、倾角初始化为 0。其仿真结果如图 4-7 所示。由仿真结果可以看出，自平衡车的速度在 $t=0.8\text{s}$ 时，达到自平衡车速度设定值，1.7s 后，速度达到稳定，同时小车的倾角和角速度为零。因此可以判断出 LQR 控制器对自平衡车速度具有很好的调节作用。

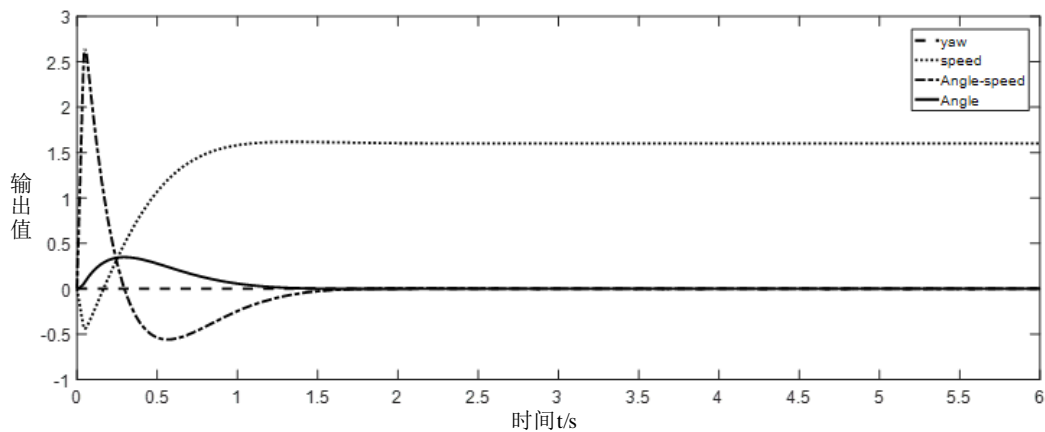


图 4-7 LQR 控制器速度控制仿真结果

Fig.4-7 Simulation results of speed control of LQR controller

4.2.2.3 偏航角跟踪控制仿真

自平衡车的状态空间模型初始化状态设置为零，车速设置为 1.6，偏航角给定值为 $\psi=1+0.5\sin(0.8\pi t)$ 。其偏航角跟踪仿真结果为 4-8 所示，左右电机输出电压如图 4-9 所示。

图中可以看出小车的速度在 1.2s 达到设定值，偏航角输出波形为正弦，左右电机的电压呈双绞线形状，即小车在转向时，左右电机的控制电压不同，造成左右电机的转速差。因此可以得出 LQR 控制器能够实现对自平衡车的转向控制，且对偏航角的跟踪效果较好，同时还能够保持车身稳定。

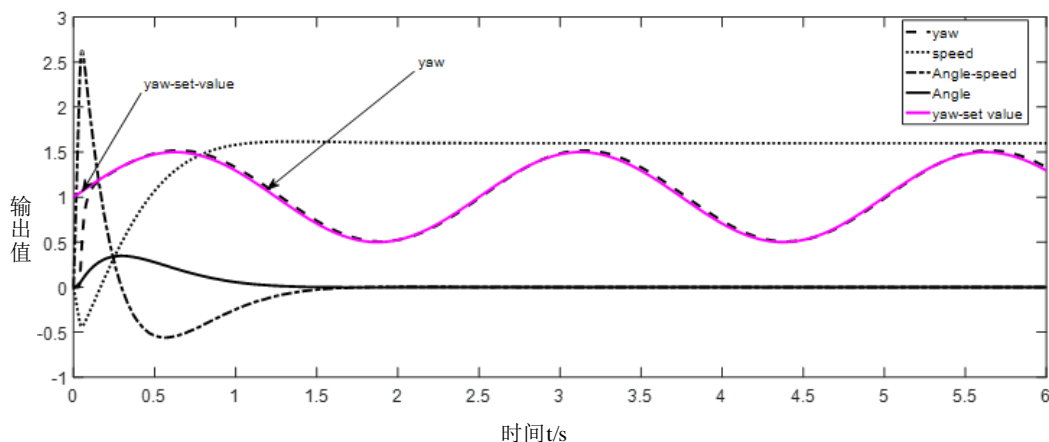


图 4-8 LQR 控制器偏航角控制仿真结果

Fig.4-8 Simulation results of yaw angle control of LQR controller

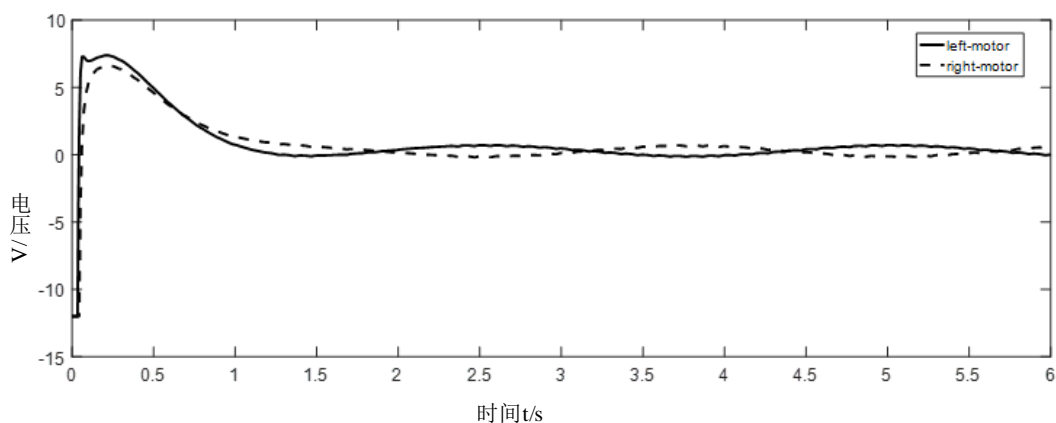


图 4-9 左右电机电压波形

Fig.4-9 Voltage waveform of left and right motor

4.2.2.4 平衡扰动仿真

平衡扰动测试主要目的是模拟自平衡车在稳定状态下，受到外界干扰时的状态反应。系统初始化状态参数设置为 0，在系统运行 1s 时加入 0.1s 的阶跃信号，其仿真结果如图 4-10 所示。由仿真结果显示，现在 1s 之前系统输出为 0，即小车处于稳定状态。1s 后，系统受到阶跃信号干扰，小车倾角瞬间变大，角速度跟着变大。阶跃作用消失后，系统倾角变小，2.8s 后系统恢复到平衡状态，整个过程的调整时间为 1.8s。因此可以得出自平衡车 LQR 控制器具有一定的鲁棒性。

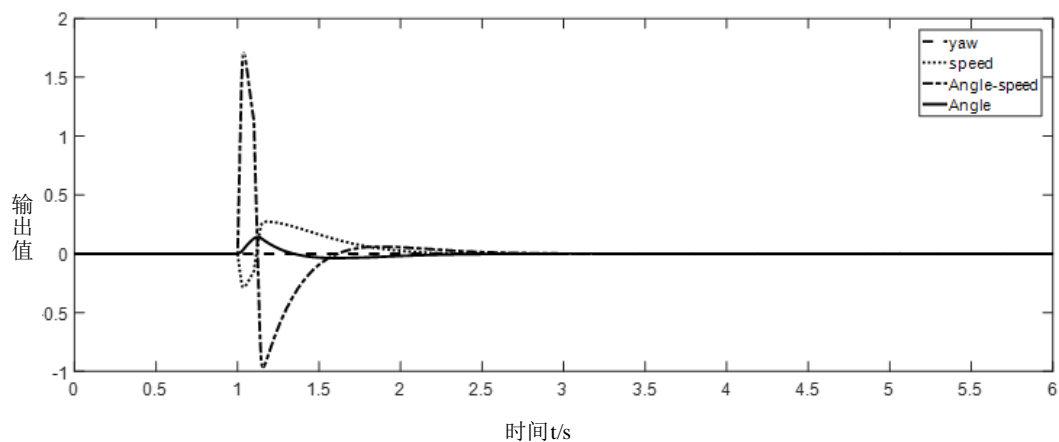


图 4-10 LQR 控制器平衡扰动测试仿真结果

Fig.4-10 LQR controller Simulation results of balance disturbance test

4.3 本章小结

本章主要对两轮自平衡车 Kalman 滤波算法和 LQR 控制器进行介绍和设计。对 Kalman 滤波器的实际滤波效果进行实验，其实验结果表明 Kalman 滤波器对干扰具有很强的抑制作用。同时通过 Simulink 搭建 LQR 控制器，并对其进行仿真，仿真结果显示，LQR 控制器对自平衡车系统具有较强的鲁棒性和稳定性。

第 5 章 两轮自平衡车软件设计

5.1 程序总体方案设计

两轮自平衡车是一个不稳定系统，为了保证自平衡车系统的正常运行，微处理器需要不断检测车身的姿态信息和左右车轮转速，同时还需要对串口信息进行检测，来判断自平衡车需要执行的动作。除此之外，微处理器还需要对电池电量、OLED 显示、超声波测距等任务进行处理。因此需要对程序总体方案进行合理的设计。

这里主要根据各个任务对实时性要求和执行频率进行区分，如，自平衡车需要对自身姿态进行实时的检测，那么该任务对实时性的要求较高。而 OLED 显示以及电池电量计算对实时性的要求较低。因此，对自平衡车的主要任务进行分类，列出表 5-1，根据对各任务对实时性的依赖程度，进行时间分配，方便程序设计。

表 5-1 软件处理任务实时性分析

Tab.5-1 Real time analysis of software processing task

任务名称	实时性要求	驱动方式	等待时间
串口信息处理	高	串口中断	无
蓝牙信号处理	高	串口中断	无
姿态信号读取	较高	时间片轮询	5ms
Kalman 滤波	较高	时间片轮询	5ms
读取编码器值	较高	时间片轮询	10ms
超声波测距	较高	时间片轮询	15ms
电机驱动量计算	较高	时间片轮询	20ms
电压检测	低	时间片轮询	50ms
小车状态显示	低	时间片轮询	50ms

根据上述对自平衡车的任务分析，设计自平衡车软件总体框架，如图 5-1 所示。

从上图可以看出，程序的设计主要采用的是顺序结构设计，该设计的好处是能够占用较少微处理器资源，使程序执行更有效率，同时方便系统调试和功能拓展。

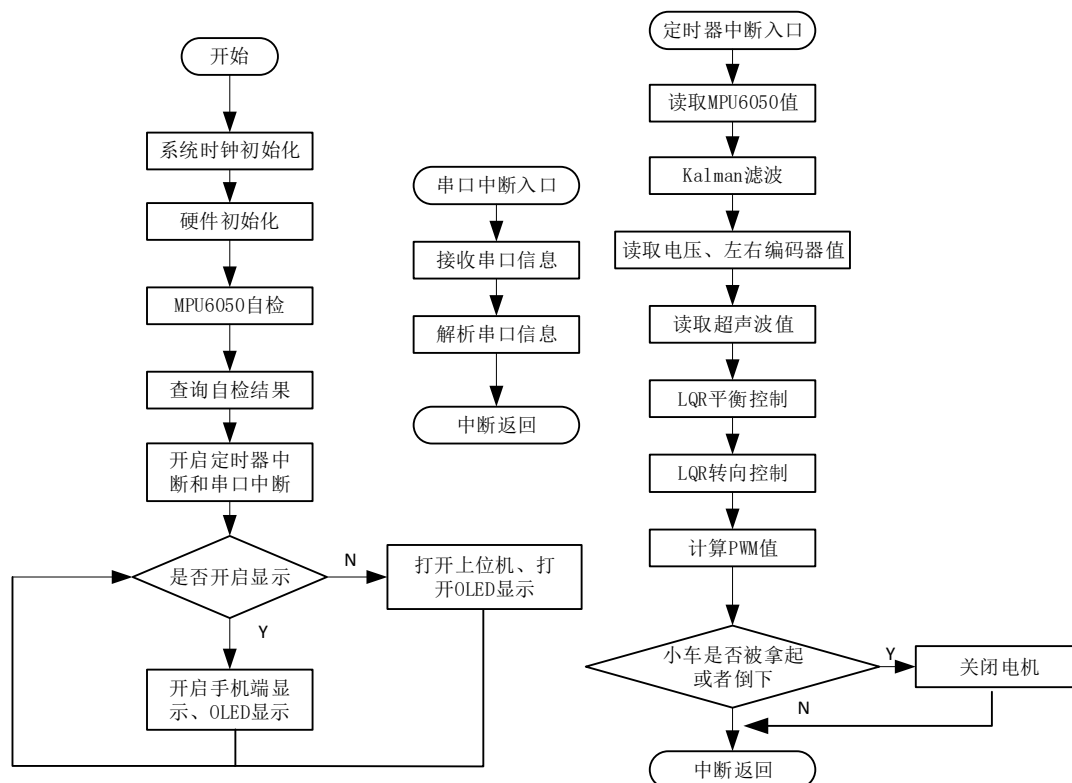


图 5-1 自平衡车程序总体设计

Fig.5-1 General design of self balancing vehicle program

5.2 模块程序设计

5.2.1 Kalman 滤波程序设计

第四章的第 4.2 小节详细的介绍了关于卡尔曼滤波融合算法的设计，本小节主要是根据 Kalman 滤波器的设计步骤，来设计相应的 Kalman 滤波程序。加速度计和陀螺仪测得的角加速度和倾角值作为系统的观测值。首先对倾角和角加速度做先验估计。利用系统噪声对系统预测方差进行预测。预测方差值与角度测量噪声，计算当前系统的 Kalman 增益。通过上一状态的最优角度、最优角加速度、以及系统卡尔曼增益对预测值进行更新，得到当前状态的最优角度及角速度解。最后更新协方差方程。其设计流程图如 5-2 所示。

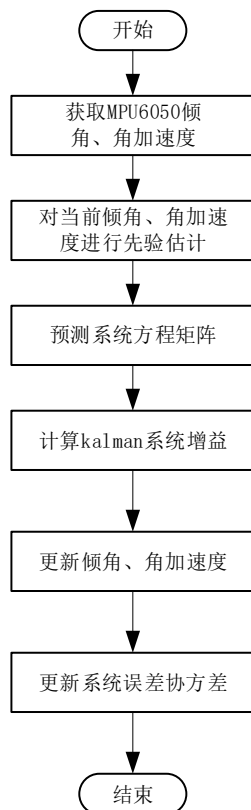


图 5-2 Kalman 滤波融合算法程序设计

Fig.5-2 Program design of Kalman filtering fusion algorithm

5.2.2 LQR 算法程序设计

第四章对 LQR 控制算法进行了详细的说明,控制器的反馈参数通过 MATLAB 计算得出。因此本小节主要是针对 LQR 控制器的软件设计进行编写。软件设计主要根据 LQR 的设计步骤,进行软件化编程。LQR 控制器的软件设计思路如下,判断上位机指令,解析上位机指令,获取编码器数值,获取 MPU6050 测量值, Kalman 滤波融合,获取小车真实倾角。通过 LQR 控制器,计算相应控制量。没有收到上位机控制指令,自平衡车获取车速、Kalman 滤波处理器处理过的倾角,通过 LQR 平衡控制器,保持车身平衡。LQR 控制流程图如图 5-3 所示。

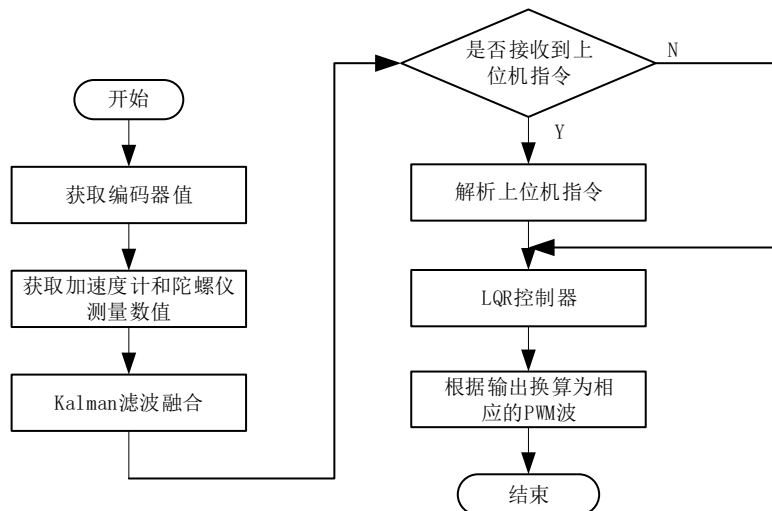


图 5-3 LQR 控制算法流程图

Fig.5-3 Flow chart of LQR control algorithm

5.2.3 超声波测距程序设计

超声波测距是通过定时器完成，第三章 3.5.6 小节，对超声波测距模块的具体运用做了较为详细的讲解，因此在这里主要是对超声波测距的软件实现方式进行说明。如图 5-4 所示为超声波测距软件实现流程图。

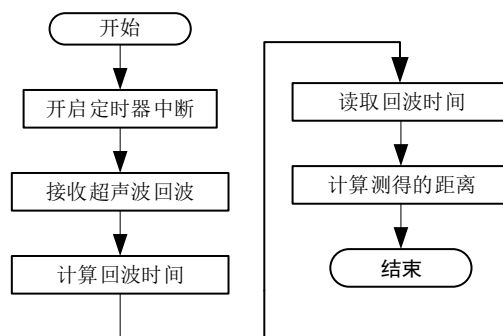


图 5-4 超声波测距软件流程图

Fig.5-4 Software flow chart of ultrasonic distance measurement

5.2.4 姿态获取程序设计

MPU6050 姿态获取程序实现流程如图 5-5 所示。

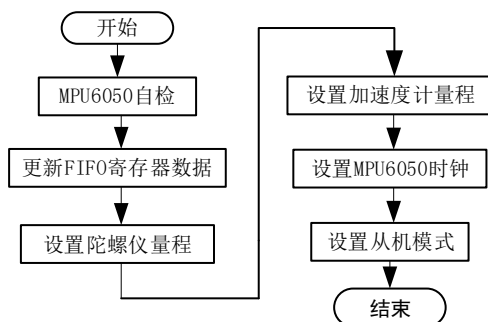


图 5-5 MPU6050 获取姿态软件实现流程图

Fig.5-5 MPU6050 sensor acquisition of attitude software implementation flow chart

流程图实现方式是，首先对 MPU6050 进行自检，自检后，将陀螺仪和加速度计采集到的数据放置 FIFO 寄存器中，更新 FIFO 寄存器中的数据，设置陀螺仪和加速度计量程，设置 MPU6050 的通讯地址，将 MPU6050 设置成从机模式，之后和 STM32 通过 IIC 总线进行通讯连接，读取角度信息。

5.2.5 编码器测速程序设计

如图 5-6 所示，为编码器获测速程序实现流程图。

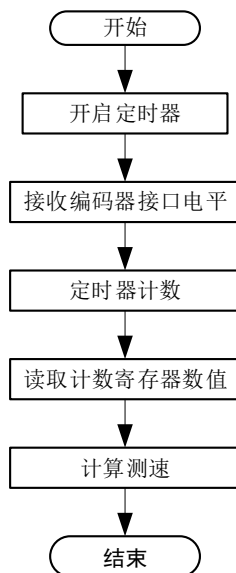


图 5-5 编码器测速软件流程图

Fig.5-6 Software flow chart of encoder speed measurement

编码器测速是通过定时器的输入捕获模式实现，当开启定时器的输入捕获模式后，对编码器接口进行高电平捕获，捕获一个高电平，定时器计数器加一，最后读取定时器计数寄存器中的计算值，计算得到小车的实际车速。

5.3 本章小结

本章是两轮自平衡车软件设计部分。首先从自平衡车的处理任务入手，给出了系统软件的总体框架，接着对 Kalman 滤波器和 LQR 控制器软件实现方式给予说明，给出相应的设计思路。之后针对各个模块功能，给出软件编写思路，同时给出相应的软件设计流程图。

第6章 系统调试与分析

上述几章着重介绍了关于两轮自平衡的硬件、算法和软件方面的设计。本章将主要针对两轮自平衡车的硬件平台进行调试。调试内容分为两个部分，第一部是对自平衡车硬件模块进行测试，确保每个模块都能正常的运行。第二部分是整车进行调试，判断系统能否对自平衡车的速度、转向、姿态进行有效的控制。

6.1 自平衡车调试系统

两轮自平衡车调试系统共分为两个部分：第一部分是自平衡车硬件部分，即自平衡车硬件平台，如图 6-1 所示；第二部分是自平衡车控制软件，这部分是由 STM32 底层驱动、PC 端上位机、移动终端所组成，如图 6-2 所示。



图 6-1 自平衡车硬件平台

Fig.6-1 Self balancing vehicle hardware platform

PC 端上位机通过通信串口和自平衡车底层驱动进行通讯，实现对自平衡车运行状态显示和控制。移动终端通过蓝牙串口与自平衡车进行数据连接，它能够对自平衡车实施在线控制，实现人机交互，同时移动终端还能够对自平衡车的姿态进行在线显示和调整。

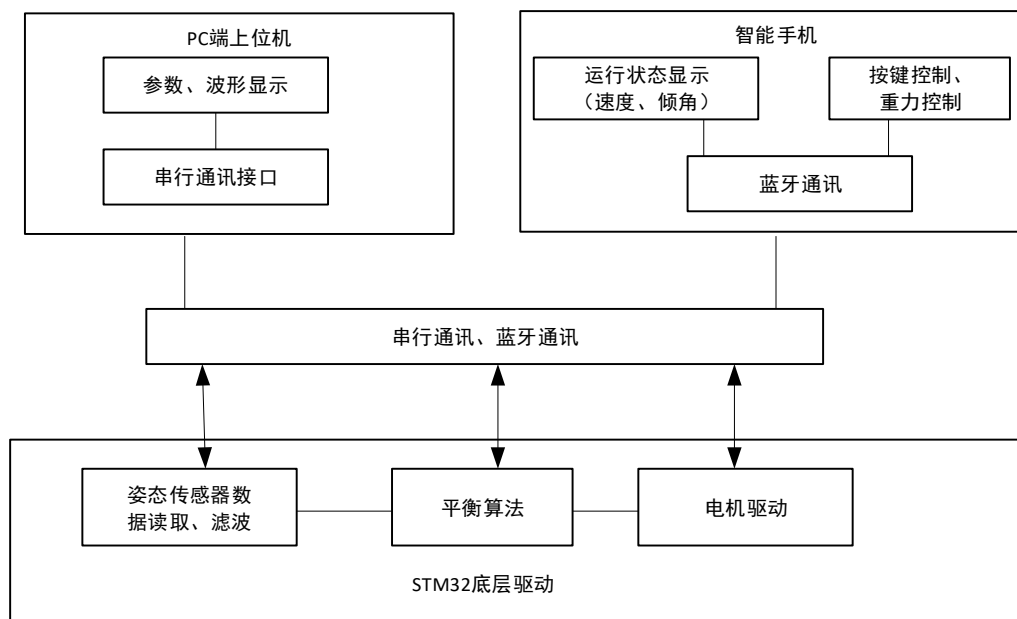


图 6-2 自平衡车系统软件结构示意图

Fig.6-2 A schematic diagram of the software structure of a self balancing vehicle system

6.2 硬件模块测试

两轮自平衡车功能实现是通过各个功能模块相互配合完成的，因此在两轮自平衡车完成之前，需要各个功能模块进行调试，确保每个功能模块都能够正常运行。首先对单片机最小系统进行测试，包括复位、下载，确保单片机最小系统能够正常运行。接着对硬件模块进行测试，主要包括串口功能调试、MPU6050 姿态传感器姿态采集调试、编码器功能调试、OLED 显示调试、蓝牙通讯调试。

6.2.1 串口调试

串口是实现下位机和上位机通讯的重要部件，它在系统调试过程中起到非常重要的作用。串口调试的主要方法是将在 USB 串口模块与 STM32 单片机的串口相连接，通过电脑端的串口助手发送和接收字符，判断串口工作是否正常。如图 6-3 所示，串口调试连接图。串口助手发送区发送的字符为“test time 2017.11”，接收区接收到单片机发送的字符为“test time 2017.11”，因此可以判断该 STM32 的串口

功能正常。

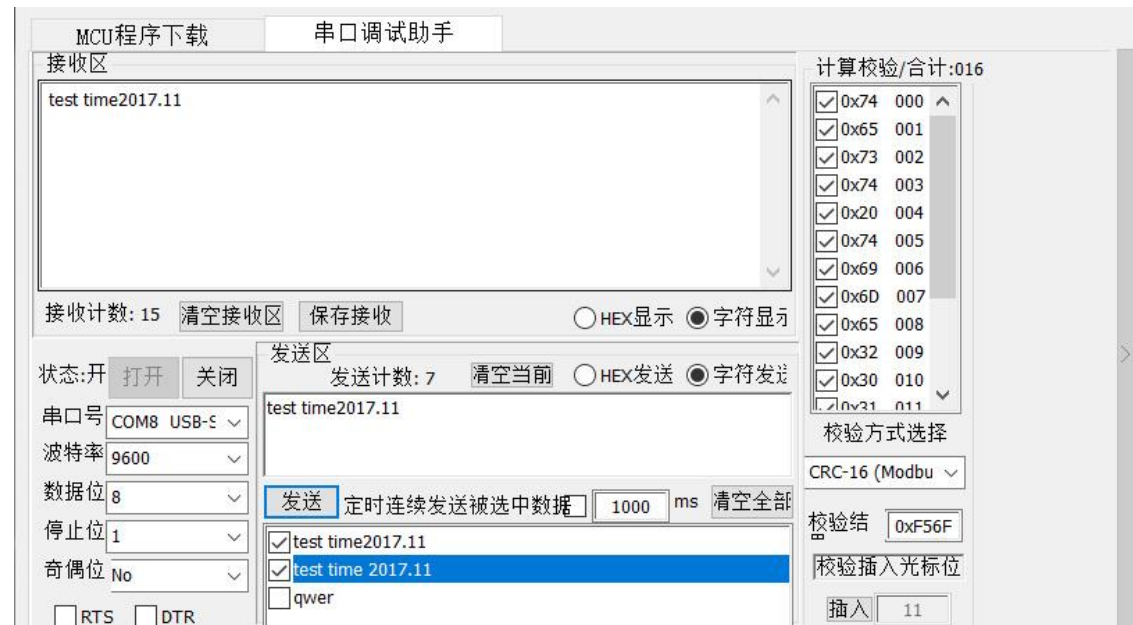


图 6-3 串口调试

Fig.6-3 Port debugging

6.2.2 OLED 显示功能测试

OLED 的调试方式较为简单，将系统上电，OLED 显示结果如图 6-4 所示。显示屏能够正常显示滤波方式、板载温度、超声波测距距离、左右电机速度、电池电压、倾角角度。因此可以判断 OLED 显示模块工作正常。



图 6-4 OLED 显示测试

Fig6-4 OLED display test

6.2.3 编码器测速

编码器上安装有霍尔传感器，转动电机时，编码器 A、B 相会输出方波信号，相位相差 90 度。将编码器的 A、B 相连接到示波器，其波形显示如图 6-5 所示，A、B 相位相差 90 度，因此编码器工作正常。

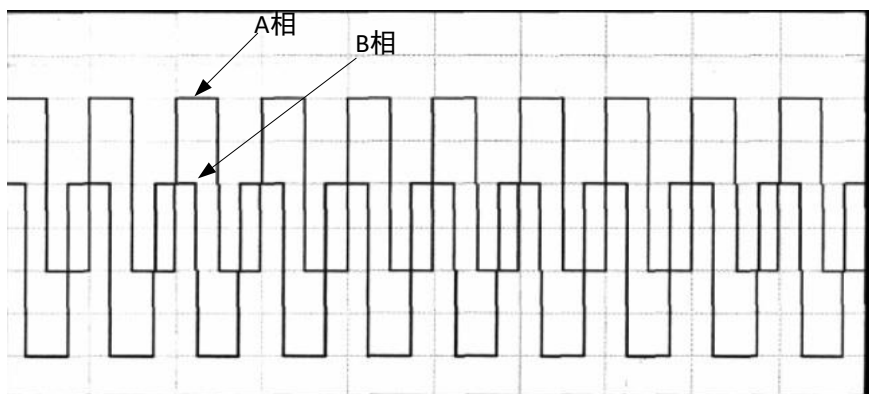


图 6-5 编码器脉冲信号

Fig.6-5 Encoder pulse signal

6.2.4 电机响应调试

设置不同的占空比，试结果如图 6-6 所示。从图中可以看出电机有个快速加速过程，编码器脉冲个数稳定在 ± 400 。因此电机响应正常，运行稳定。

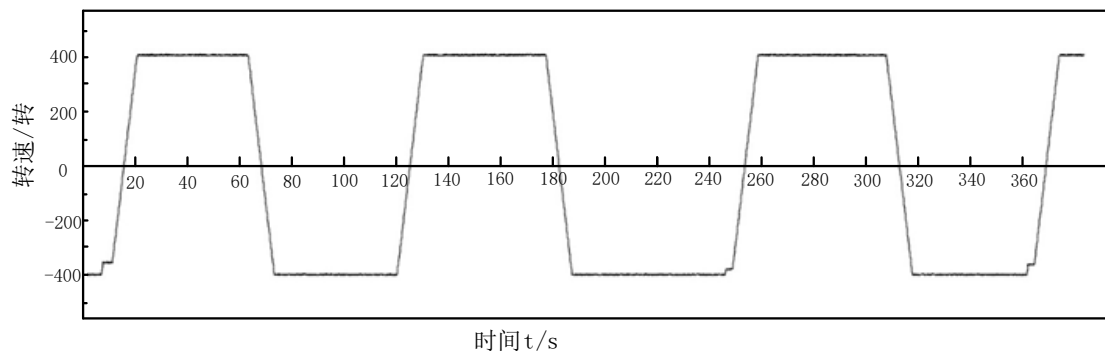


图 6-6 电机转速响应波形图

Fig.6-6 Motor speed response waveform diagram

6.2.5 姿态传感器调试

MPU6050 姿态传感器的调试方法是通过上文的串口实现。将姿态传感器所采集到的姿态信息通过 USB 串口模块，发送到串口助手，并且在串口助手上显示。其调试结果如图 6-7 所示，因此姿态传感器运行正常。

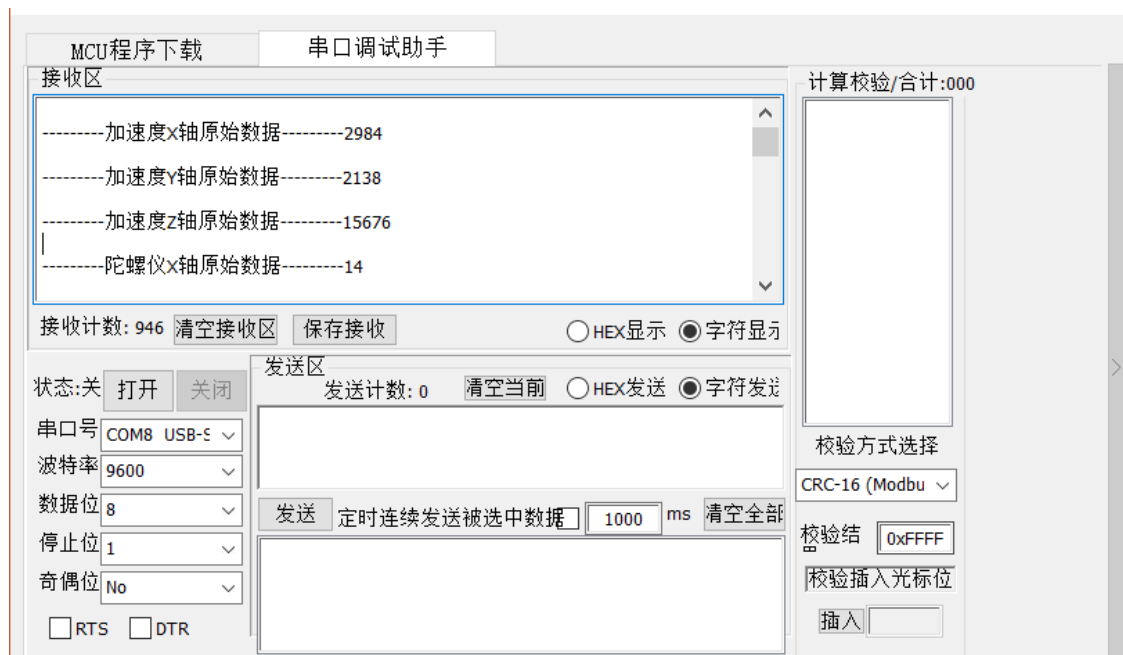


图 6-7 MPU6050 输出值

Fig.6-7 MPU6050 output values

6.2.6 蓝牙串口模块调试

蓝牙串口模块测试较为简单，将蓝牙模块与 USB 串口模块相连，其连接方式如图 6-8 所示。打开电脑蓝牙，对蓝牙模块进行搜索匹配。通过蓝牙串口对信号进行收发，其结果如图 6-9 所示。因此可以判断出，蓝牙串口模块能够正常的收发数据。



图 6-8 蓝牙通讯测试

Fig.6-8 Bluetooth communication test



图 6-9 蓝牙收发调试图

Fig.6-9 Bluetooth transceiver debug diagram

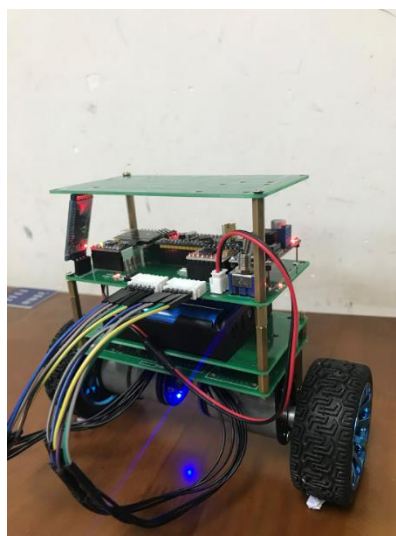
6.3 自平衡车整车调试

两轮自平衡车完成的标志是平衡车能够稳定的实现前进、后退、转弯、静止等设计功能。因此最后一步调试主要是对平衡车的实际功能进行调试。如图 6-10 所示。下面分别对自平衡车的速度、平衡干扰和转向进行测试。



(a) 自平衡车侧面

(a)Self balancing vehicle side



(b) 自平衡车正面

(b) Self balancing car front

图 6-10 自平衡车整车调试

Fig.6-10 Vehicle commissioning of self balancing vehicle

6.3.1 平衡干扰测试

平衡干扰测试，在小车运行稳定时，外界给小车一个力的作用。其测试结果如图 6-11、图 6-12。

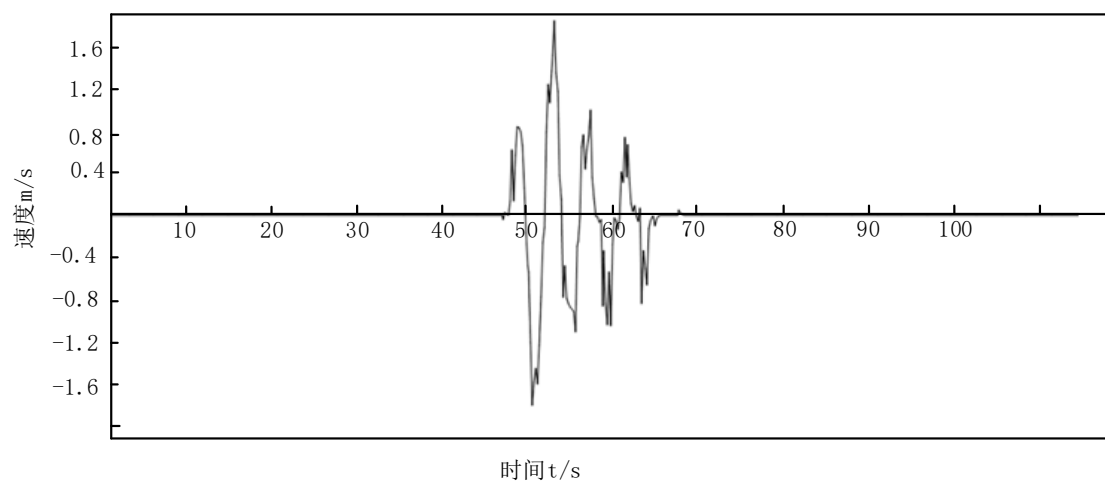


图 6-11 平衡干扰速度波形

Fig.6-11 Balance interference test results

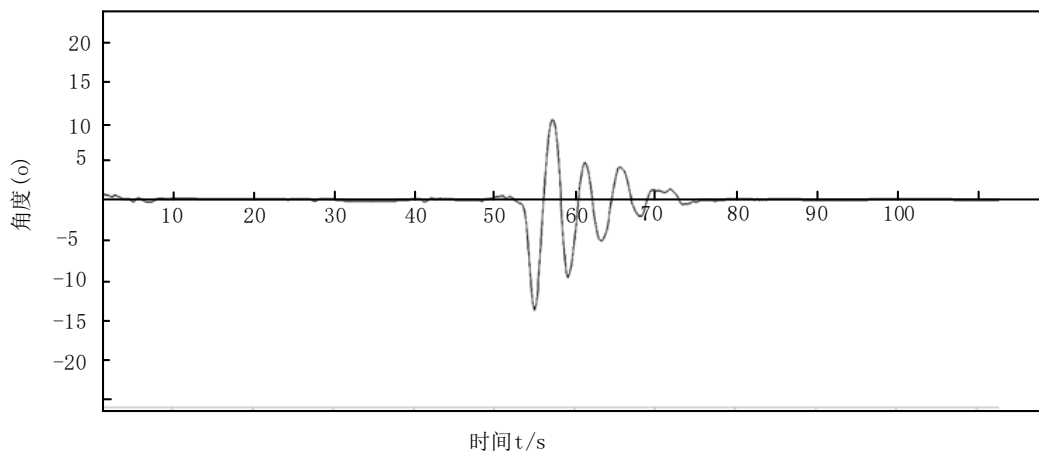


图 6-12 平衡干扰倾角波形

Fig.6-12 Balance interference angle waveform

由上图可以看出,小车在外力作用下,小车的车速在图形中的表现形式是正负变化,小车倾角也发生正负变化。表现在自平衡车模型的现象为小车前后摇摆。速度和倾角都能收敛于零附近微小变化,即小车能够回到平衡位置。

6.3.2 速度控制测试

通过上位机连接自平衡车蓝牙,给定自平衡车速度,同时通过上位机监视小车速度。其速度倾角波形如图 6-13 所示。

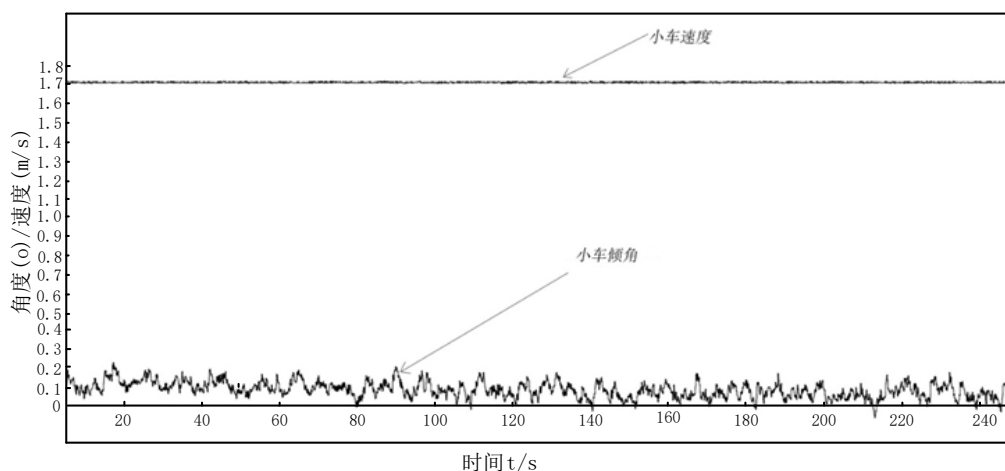


图 6-13 速度与倾角调试波形图

Fig.6-13 Velocity control waveform diagram

由上图可以看出, 小车在运行时, 速度基本能够保持在 16 数值, 同时小车倾角在 ± 1 之间变动。因此可以判断出系统对自平衡车的运行速度具有很好的控制变量, 同时还能保持良好的稳定性。

6.3.3 负载调节测试

负载调节测试是通过在自平衡车达到平衡位置后, 在自平衡车上面加入 0.6kg 的负载, 观测其波形变化。如图 6-14 为负载调节的速度波形, 图 6-15 负载调节的倾角波形图。

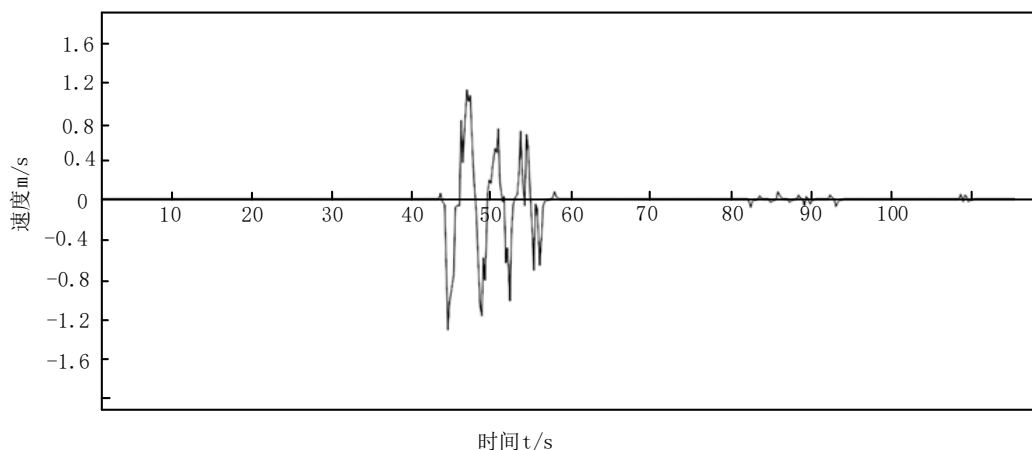


图 6-14 负载调节速度波形图

Fig.6-14 Speed waveform diagram of load regulation

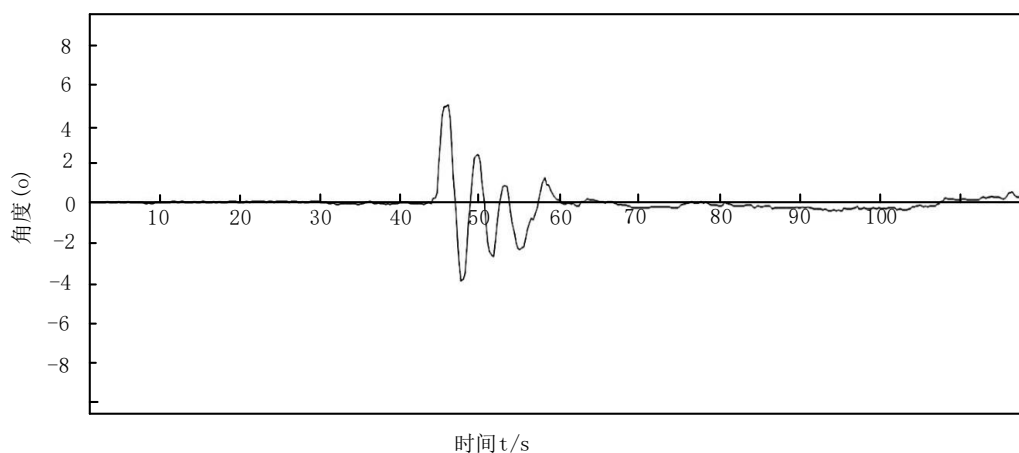


图 6-15 负载调节倾角波形图

Fig.6-15 Load regulating tilt angle waveform

由上图可知，将负载放置与自平衡车上，小车会产生轻微的摆动，但不会像扰动测试那样剧烈，因此可以判断小车对负载调节能力较好。

6.3.4 转向调节测试

自平衡车的转向实现方式是通过左右轮转速差实现，通过检测左右电机的转速，可以检测自平衡车的转向稳定性。如图 6-16 为左右车轮速度曲线。

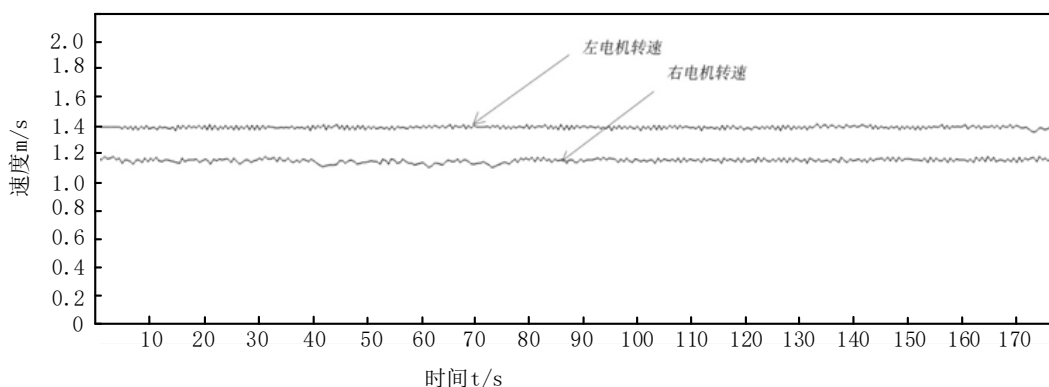


图 6-16 左右车轮速度曲线

Fig.6-16 Speed curve of left and right wheel

由上图可知，电机在转向时，左右电机的转速在固定值上下微小变动，但基本能够维持在一个稳定的值，因此可以判断，系统对两轮自平衡车的转向具有较好的转向控制能力。

6.4 本章小结

本章通过对自平衡车各个功能模块的调试和分析，确定了各个模块能够正常工作。之后分别对自平衡车的速度、平衡干扰、转向、负载通过上位机进行测试，测试结果表明，系统对自平衡车的姿态具有很好的调节性能。

结 论

两轮自平衡车的设计与实现是一个较为综合的理论与实践过程。本文通过对自平衡车的研究,对自平衡车的硬件和算法进行重新设计,并且搭建了自平衡车的硬件平台,通过软硬件结合,验证了硬件设计的合理性和软件设计的有效性。因此本文得出以下结论:

(1)通过对自平衡车的国内外研究现状和倒立摆算法研究,综合控制算法的有效性和实用化,采用 LQR 线性二次型算法作为自平衡车的控制算法。

(2)通过建立两轮自平衡车力学平衡方程和电机线性化方程,建立自平衡车的状态空间模型,同时通过 MATLAB 计算分析出该模型的可观性和能控性。

(3)从功能角度对两轮自平衡车的硬件进行设计。通过具体计算对硬件进行选型,确保了硬件选型的合理性和科学性。模块电路采用的方法是参考芯片用户手册,同时结合自平衡车特点,对其进行电路设计。

(4)根据陀螺仪和加速度计的物理特性,设计 Kalman 融合滤波器,通过实际实验,验证了 Kalman 融合滤波器的滤波效果。根据自平衡车的状态空间模型,设计 LQR 控制器,通过搭建 LQR 控制器 Simulink 模型,对其分别进行平衡、速度、扰动和转向控制仿真,仿真结果表明,该控制器对自平衡车的状态具有很好的稳定性和鲁棒性。

(5)对自平衡车软件进行了流程图设计,并在最后的软件实践中验证了软件设计的合理性。

(6)搭建自平衡车的硬件平台,通过对各个模块的调试,确保各个模块硬件能够正常运行。最后对整车进行测试,测试结果表明该设计能够很好地实现自平衡车的设计指标。

上述的结论能够为自平衡车的市场化运用提供新的设计思路和控制方法。但是由于本文设计时间有限以及设计者的知识结构的局限性,自平衡车的设计仍然

有很多需要改进的地方，例如：

(1)人机交互深度不够，未来的改进中应该加入语音交流，使自平衡车具有“人性味”

(2)自平衡车所用的控制芯片虽然能够满足本文设计要求，但对于更复杂的处理任务，如搭载操作系统进行多任务处理则需要更高级的处理芯片。因此在芯片上应该升级换代，使其能够支撑其复杂任务要求。

(3)由于设计时间有限，不能够进行长时间的硬件老化测试，因此未来需要添加这一项，使其能够满足市场要求。

参考文献

- [1] 任福继, 孙晓. 智能机器人的现状及发展[J]. 科技导报, 2015, 33(21): 32-38.
- [2] 孟繁丽. 智能机器人的控制技术前景分析[J]. 求知导刊, 2015, 21(13): 26-27.
- [3] 孙波. 近五年来中国人口、资源、环境经济学研究综述[J]. 经济研究导刊, 2015, 25(4): 11-12.
- [4] 刘卡, 余经历, 许利峰. 中国民用汽车保有状态及发展趋势分析[J]. 汽车实用技术, 2017, 11(1): 67-68.
- [5] 杨世勇, 刘殿通, 谭翬. 倒立摆与控制理论研究[J]. 自动化技术与应用, 2011, 18(5): 1-3+11.
- [6] 阮晓钢, 赵建伟, 刘江. 两轮直立式自平衡机器人的控制与研究[C]. 第十七届全国测控计量仪器仪表学术年会(MCMI'2007), 2007, 12(5): 406-465.
- [7] Woude L H V V D, Hoekstra F, Groot S D, et al. The segway personal transport as an alternative mobility device for people with disabilities: physiologic benefits[J]. Assistive Technology Research Series, 2010, 26.
- [8] 屠运武, 徐俊艳, 张培仁. 自平衡控制系统的建模与仿真[J]. 系统仿真学报, 2004, 16(4): 839-841.
- [9] 刘文秀, 郭伟, 余波年. 倒立摆状态反馈极点配置与 LQR 控制 MATLAB 实现[J]. 现代电子技术, 2011, 34(10): 88-90.
- [10] 王晓宇, 闫继宏, 秦勇. 基于扩展卡尔曼滤波的两轮机器人姿态估计[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2007, 39(12): 1920-1924.
- [11] Sen M A, Kalyoncu M. Optimisation of a PID Controller for an Inverted Pendulum Using the Algorithm[J]. Applied Mechanics and Materials, 2015, 14(5): (384-387).
- [12] 陈聪, 赵莹, 高金凤. 基于一级倒立摆的 PID 与 LQR 控制算法对比分析[J]. 价值工程, 2015, 11(18): 209-210.
- [13] 黄练. 单级旋转倒立摆的设计与实现[J]. 科技广场, 2016, 27(6): 41-44.

- [14] 刘二林, 姜香菊. 基于双 PID 的旋转倒立摆控制系统设计与实现[J]. 制造业自动化, 2015, 3(6): 139-142.
- [15] 刘二林, 姜香菊. 单级旋转倒立摆运动控制研究[J]. 制造业自动化, 2015, 7(13): 48-51.
- [16] 蒲建波, 彭晓乐, 尹彦东. 倒立摆控制方法的比较研究[J]. 工业仪表与自动化装置, 2016, 11(2): 11-15.
- [17] 千承辉, 胡鹤, 孙慧慧. 基于 PID 算法的旋转倒立摆实验教学平台研究[J]. 实验室科学, 2016, 10(4): 35-37.
- [18] 谭加加, 刘鸿宇, 黄武. PID 控制算法综述[J]. 电子世界, 2015, 31(16): 78-79.
- [19] 刘浩梅, 张昌凡. 基于 LQR 的环形单级倒立摆稳定控制及实现[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2012, 43(19): 3496-3501.
- [20] 罗刘敏, 刘晓青, 谢娟娟. 基于极点配置的倒立摆控制器设计[J]. 电脑知识与技术, 2015, 11(32): 181-182+191.
- [21] 蔡增威, 刘德春, 张晓华. 一种基于鲁棒性设计的一阶倒立摆双闭环控制方法[J]. 自动化技术与应用, 2004, 23(4): 11-15.
- [22] 董杰, 王雷. 基于 H_{∞} 鲁棒控制的单级倒立摆控制器设计[J]. 工业控制计算机, 2013, 12(3): 38-39.
- [23] 王春平, 陈海飞, 高金凤. 直线二级倒立摆系统的 H_{∞} 鲁棒最优控制[J]. 机电工程, 2017, 34(5): 425-431.
- [24] 王旭东. 基于倒立摆系统的模糊控制算法研究[D]. 西安电子科技大学, 2012.
- [25] 李洪兴, 苗志宏, 王加银. 四级倒立摆的变论域自适应模糊控制[J]. 中国科学 E 辑: 技术科学, 2002, 32(1): 65-75.
- [26] 代正梅, 田建艳. 神经网络预测控制综述[J]. 科技情报开发与经济, 2007, 17(15): 155-157.
- [27] 李东侠, 张忠禄. 基于神经网络的广义预测控制综述[J]. 常州工学院学报, 2005, 18(3): 12-15.
- [28] 王文军, 宋苏, 郭贤嫻. 基于神经网络的自适应控制研究综述[J]. 计算机仿真,

- 2005, 22(8): 132-135.
- [29] 王贞艳, 张井岗, 陈志梅. 神经网络滑模变结构控制研究综述[J]. 信息与控制, 2005, 34(4): 451-456+475.
- [30] 张健欣, 郭宁. 基于神经网络的非线性系统自适应控制综述[J]. 内蒙古电大学刊, 2007, 37 (12): 49-50.
- [31] 黄孝平. 基于遗传神经网络的三级倒立摆控制模型[J]. 科技通报, 2015, 31(5): 221-224.
- [32] 高志刚, 李克鹏, 李琦. 基于遗传算法和神经网络的倒立摆控制系统[J]. 江西电力职业技术学院学报, 2004, 17(3): 39-41.
- [33] 李宇成, 岳春然, 王目树. 基于遗传算法的倒立摆系统的多级控制研究[J]. 北方工业大学学报, 2009, 21(3): 19-24+31.
- [34] 王猛, 王艳秋. 基于遗传算法优化模糊神经网络的倒立摆智能控制[J]. 自动化博览, 2008, 31(6): 84-86.
- [35] 周文彬, 朱学峰, 陈华艳. 基于留优遗传算法的倒立摆最优 LQR 控制[J]. 控制工程, 2004, 11(S2): 160-163.
- [36] 关世勇, 魏衡华, 陈星. 拟人智能控制在二轮小车倒立摆系统中的应用[J]. 控制工程, 2006, 13(5): 433-435.
- [37] 廖道争. 二级倒立摆的拟人智能控制[J]. 湖南工业大学学报, 2008, 22(5): 62-64.
- [38] 杨亚炜, 张明廉. 三级倒立摆的数控稳定[J]. 北京航空航天大学学报, 2000, 26(3): 311-314.
- [39] 张明廉, 郝健康, 何卫东. 拟人智能控制与三级倒立摆[J]. 航空学报, 1995, 16(6): 654-661.
- [40] 高键, 姜长生, 李众. 一种新的云模型控制器设计[J]. 信息与控制, 2005, 34(2): 157-162.
- [41] 李众, 李晓菁. 基于 ARM 的搬运机器人云模型控制器设计[J]. 科学技术与工程, 2012, 12(27): 7094-7098.
- [42] 李德毅. 三级倒立摆的云控制方法及动平衡模式[J]. 中国工程科学, 1999, 1(2):

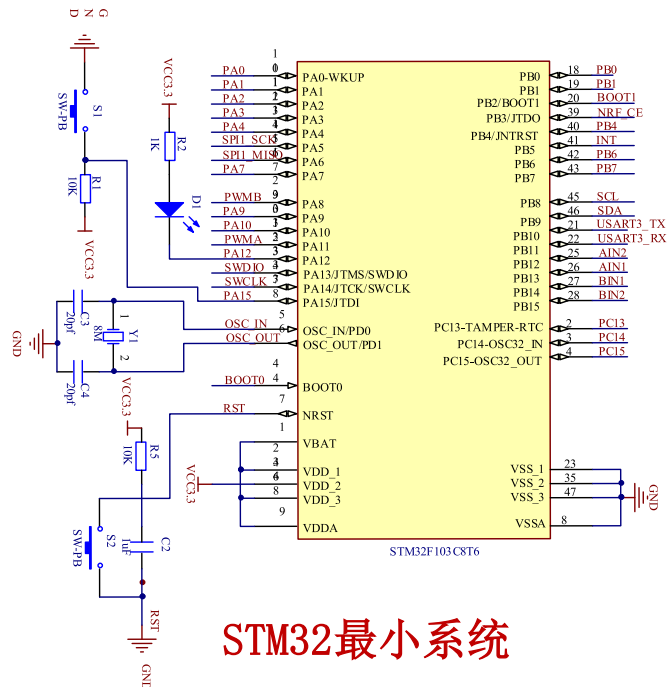
- 41-46.
- [43] 丁丽. 直线倒立摆滑模变结构的稳定控制[J]. 可编程控制器与工厂自动化, 2014, 4(4): 105-107.
- [44] 李帅, 蔡延光. 基于线性化反馈的单级倒立摆滑模控制器设计[J]. 工业控制计算机, 2017, 30(4): 13-15.
- [45] 李雅琼. 基于二阶滑模的倒立摆控制研究[J]. 湖北理工学院学报, 2017, 33(1): 16-21.
- [46] 刘慧文, 王生铁, 李慧静. 二级倒立摆的滑模变结构控制[J]. 内蒙古工业大学学报(自然科学版), 2014, 33(2): 117-124.
- [47] 王鹏虎, 李小兵, 付国庆. 三级倒立摆系统全程滑模变结构控制[J]. 机械设计与制造, 2009, 16(7): 127-129.
- [48] 单波, 徐燕, 赵建涛. 预测控制算法及其在倒立摆中的应用[J]. 华北电力大学学报, 2001, 28(2): 46-51.
- [49] 葛锁良, 陈学军, 邱丹. 神经网络预测控制及其在二级倒立摆中的仿真[J]. 自动化技术与应用, 2005, 24(6): 4-6+12.
- [50] 余主正, 杨马英. 倒立摆对象的预测函数控制[J]. 控制工程, 2006, 13(S1): 43-45+56.
- [51] 张聚, 丁靖. 倒立摆系统显式模型预测控制[J]. 控制工程, 2010, 17(4): 521-523+526.
- [52] 周昆, 孙明玮, 陈增强. 快速显式预测控制在倒立摆系统中的应用[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(9): 2037-2044.
- [53] 陈进, 王冠凌, 邢景虎. 单级倒立摆的 PID 和模糊控制对比研究[J]. 自动化与仪器仪表, 2009, 26(2): 17-18.
- [54] 黎亮. 倒立摆的模糊 PID 控制[J]. 价值工程, 2012, 103(32): 202-204.
- [55] 刘义, 陈广义. 自适应模糊 PID 控制在倒立摆系统中的应用[J]. 深圳信息职业技术学院学报, 2005, 3(4): 41-44.
- [56] 宋国杰. 采用自适应模糊 PID 的二阶倒立摆控制[J]. 华侨大学学报(自然科学

- 版), 2016, 37(1): 74-78.
- [57] 舒怀林. 基于 PID 神经网络的倒立摆控制系统[J]. 机床与液压, 2008, 36(3): 141-143+146.
- [58] 朱建渠, 郑高, 云玉新. 神经网络 PID 控制在倒立摆系统中的应用[J]. 四川工业学院学报, 2004, 32(S1): 91-94.
- [59] Rong H-J, Zhao G-S. Direct adaptive neural control of nonlinear systems with extreme learning machine[J]. Neural Computing and Applications, 2013, 22(3-4).
- [60] Zhang X-L, Fan H-M, Zang J-Y. The stabilization and 3D visual simulation of the triple inverted pendulum based on CGA-PIDNN[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2015, 13(4).
- [61] Zhang X-L, Fan H-M, Zang J-Y. Nonlinear control of triple inverted pendulum based on GA-PIDNN[J]. Nonlinear Dynamics, 2015, 79(2).
- [62] Kharola A, Patil P, Raiwani S. A comparison study for control and stabilisation of inverted pendulum on inclined surface (IPIS) using PID and fuzzy controllers[J]. Perspectives in Science, 2016, 8.
- [63] Kumar, Sanjeev, Agarwal. A Novel Method to Balance Inverted Pendulum by Angle Sensing Using Fuzzy Logic Supervised PID Controller[J]. Sensors & Transducers, 2011, 126(3).
- [64] Ding L, Qiu S B. The Research Based on Fuzzy Sliding Mode Control for Linear Double Inverted Pendulum[J]. Advanced Materials Research, 2014, 3181(926).
- [65] Kumawat G, Vajpai J. Fuzzy Sliding Mode Controller for Dynamic Nonlinear Systems[M]. Springer International Publishing.
- [66] 赵林. 基于自适应遗传算法和模糊神经网络的单级倒立摆控制[J]. 成功(教育), 2013, 29 (3): 15.
- [67] 陈桥夫, 熊永前, 辜承林. 电机学[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2006: 56-85.
- [68] 郑大钟. 线性系统理论[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 1-253.
- [69] 金国强. 有刷直流电机的数学模型及参数测量方法[J]. 大学物理, 2014, 33(1):

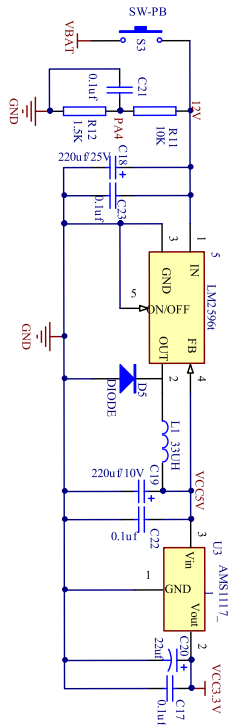
参考文献

- 56-60.
- [70] 张青春, 陈思源, 侯杰林. 直流电机参数测量控制仪的研制[J]. 仪表技术, 2017, 26(2): 26-29.
- [71] 张蔚, 薛明. 无刷直流电机参数计算及分析[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(8): 32-34+51.
- [72] 周儒勋, 张泽龙, 亓迎川. 直流电机模型参数的直接辨识[J]. 计算机仿真, 2006, 23(6): 113-115.
- [73] 王国辉, 关永, 郑学艳. 开关电源中铝电解电容 ESR 实时估测[J]. 电源技术, 2014, 14(6): 1114-1117.
- [74] 孙淑光, 王天游, 程鹏. MEMS 惯性传感器随机误差分析与去噪研究[J]. 计算机测量与控制, 2016, 24(3): 291-295.
- [75] Tiemin Z, Yihua L. Attitude measure system based on extended Kalman filter for multi-rotors[J]. Computers and Electronics in Agriculture, 2016.

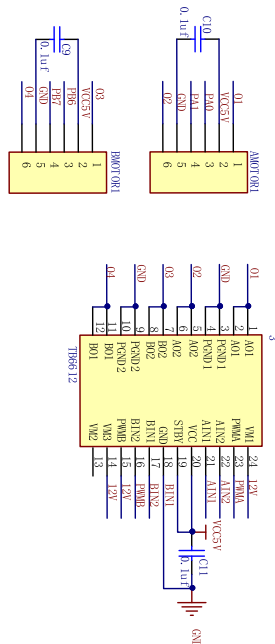
附录 1



STM32最小系统

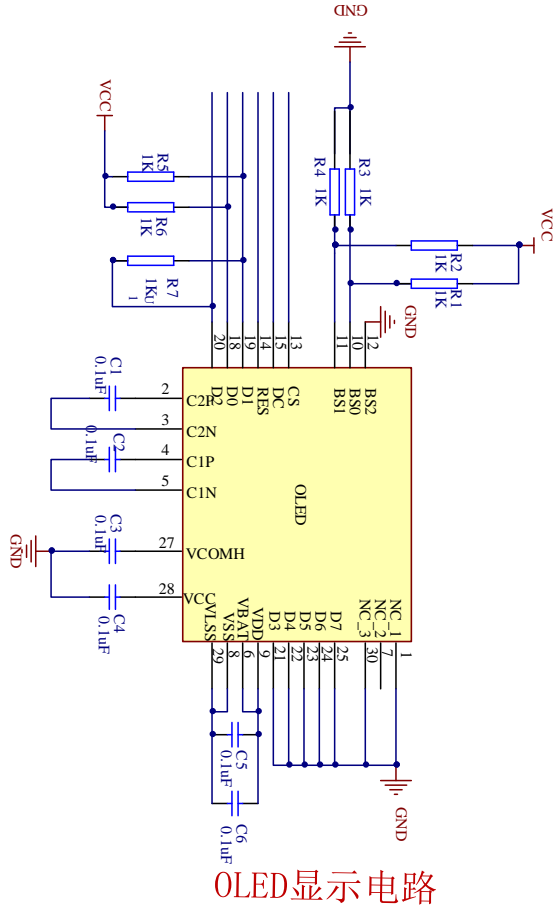


稳压降压电路

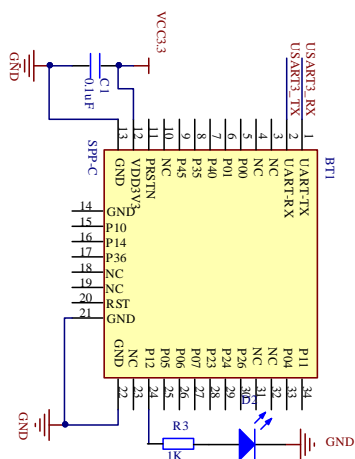


电机驱动

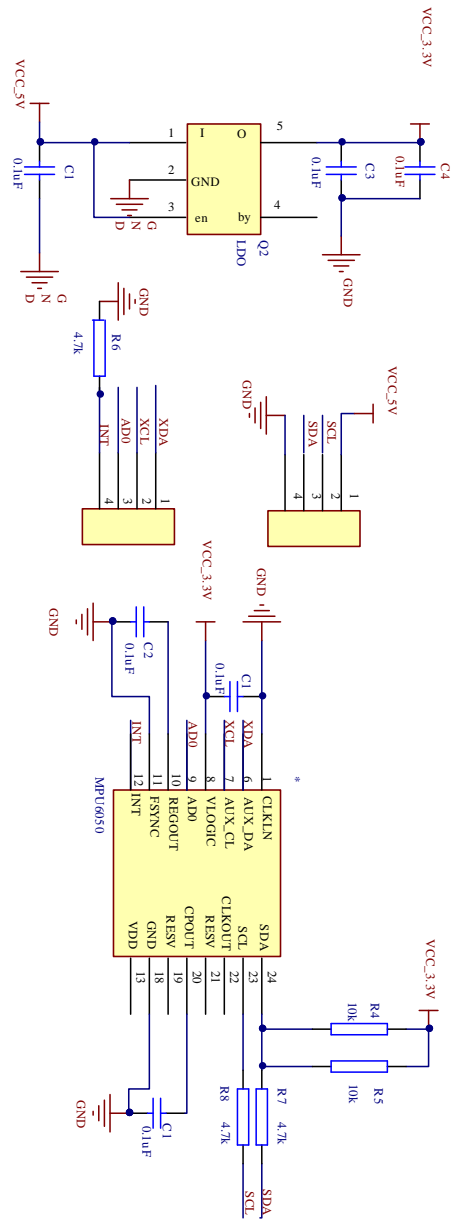
附录 2



OLED显示电路



蓝牙通讯电路



MPU6050姿态采集电路

致谢

基于 STM32 的两轮自平衡车的设计与实现是一个比较有挑战性的课题，这里涉及到理论分析、算法设计仿真、控制电路设计等，因为本文设计者知识结构的局限性，因此在此期间得到了老师同学的很多帮助，才能顺利完成毕业设计。在这里给他们一一致谢，感谢他们给予我的帮助。

首先，我要感谢导师张鹏老师，张老师是一位具有独特教学经验的导师，他能够充分的调动学生的自主学习性，并且能够给予一定的监督，让学生从要我学转变为我要学，这对我研究生学习乃至以后的工作生活和再学习，都将产生深远影响。论文选题期间，张老师和我们充分的讨论了论文题目的合理性，在论文开题期间，能够为我指明论文的大体方向，这对我以后的论文撰写和两轮自平衡车的设计提供了写作思路和设计思想。论文撰写阶段，张老师对于论文的整体把握上具有很高的见解，特别感谢老师在帮忙中抽出时间对我论文进行指导。张老师对电机控制方面具有丰富的经验，在机器人伺服控制上，给我提供了很好的设计思路。张老师在算法方面也具有一定的研究，在实习期间，有些算法方面的问题总要请教老师。

其次，我要感谢我的任课老师。沈老师、王老师、郝老师、高老师在预审期间给我论文的修改意见。

然后还要感谢我的同学们。在我实习期间，学校的很多事情都是拜托他们帮我完成，有时候事情比较繁琐，需要来回跑，所以真的辛苦各位了，在这里真诚感谢。

还有就是特别感谢各位外审老师百忙当中审阅我的论文，辛苦老师们了。

最后要感谢我的父母，是他们给我这么多年无私的支持，这里有很多想要和他们说的，但是一切都在不言中吧，希望在以后的日子里好好的报答他们，让家里的担子从他们身上转到的我身上，让他们不再那么辛苦。