

北京信息科技大学

毕业设计（论文）

题目：基于 CAN 总线的永磁同步电机控制系统设计与实现

学院：自动化学院

专业：电气工程及其自动化

学生姓名：刘文昊 班级/学号 电气 1802/2018010726

指导老师/督导老师：熊鸣

起止时间：2022 年 02 月 21 日 至 2022 年 06 月 10 日

摘 要

本课题研究的是基于 CAN 总线通讯的永磁同步电机控制系统,这个设计可以用于云台、机器狗、机械臂等对精度和力矩要求较高的领域。研究内容包括对永磁同步电机控制系统硬件构成的设计以及软件的调试。首先通过阅读文献了解了永磁同步电机及磁场定向控制的数学模型和推导过程,其次根据要实现的功能从多种方案中选择一个比较新的方案,即使用 TI 公司的集成驱动芯片 DRV83 系列中的 DRV8323S。硬件设计方面对电机驱动芯片初始化参数和器件选型参数都进行了详细的计算,根据结果选择了合适的逆变电路器件和保护器件,并完成了硬件电路的设计和焊接。程序设计部分代码基于的是最新版本的 HAL 库,先分别实现了 CAN 通讯、定时器 PWM 触发 ADC 注入采样、磁场定向控制的三个环节的计算。最后分别对三个环的 PI 参数进行了调试,基本实现了控制效果。

关键词: CAN 总线通讯; 永磁同步电机控制; 磁场定向控制; DRV8323S

Abstract

This topic is based on CAN bus communication permanent magnet synchronous motor control system, this design CAN be used in the head, robot dog, manipulator and other high precision and torque requirements of the field. The research content includes hardware design and software debugging of permanent magnet synchronous motor control system. Firstly, the mathematical model and derivation process of permanent magnet synchronous motor and magnetic field directional control are understood by reading literature. Secondly, according to the function to be realized, a relatively new scheme is selected, that is, DRV8323S in THE integrated drive chip DRV83 series of TI Company is used. The hardware design side of the motor driver chip initialization parameters and device selection parameters are calculated in detail, according to the results of the selection of appropriate inverter circuit devices and protective devices, and completed the hardware circuit design and welding. Part of the program design code uses the latest version of HAL library, and first realizes the calculation of CAN communication, ADC sampling and magnetic field directional control. Finally, the PI parameters of the three rings are debugged, and the control effect is basically realized.

Keywords: CAN bus communication; Permanent magnet synchronous motor control; Magnetic field directional control; DRV8323S

目 录

摘要	I
Abstract	II
第一章 概述	1
1.1 研究意义	1
1.2 背景与发展现状	1
1.2.1 研究背景	1
1.2.2 研究内容	1
1.3 论文主要内容和结构安排	2
1.3.1 研究内容	2
1.3.2 结构安排	3
第二章 永磁同步电机控制系统构成及通讯原理	5
2.1 永磁同步电机的结构	5
2.2 永磁同步电机数学模型	5
2.3 磁场定向控制系统原理	7
2.3.1 Park 变换	7
2.3.2 空间矢量脉宽调制 SVPWM	7
2.4 CAN 通信原理	9
第三章 控制系统硬件部分选型与设计	10
3.1 实验电机选型	10
3.2 位置传感器选型	10
3.2.1 传感器型号	10
3.2.2 传感器支架的设计	10
3.3 控制电路器件选型	11
3.3.1 MCU 芯片及外围器件	11
3.3.2 电源电路器件选型	11
3.3.3 电机驱动芯片选型	12
3.3.4 场效应管 MOSFET 选型	12
3.3.5 保护器件选型	12
3.3.6 采样电阻选型	13
3.4 电机驱动电路原理图绘制	14
3.4.1 主控电路部分	14
3.4.2 大功率驱动电路部分	17
3.5 电机驱动电路 PCB 设计	19
3.5.1 主控电路 PCB	19
3.5.2 驱动电路 PCB	20
3.6 本章小结	20
第四章 软件算法部分设计与实现	21
4.1 STM32CubeMX 介绍及模式选择	21
4.1.1 时钟配置	21
4.1.2 定时器 TIM 配置	22
4.1.3 SPI、IIC 和 USART 接口配置	22
4.1.4 CAN 总线配置	22
4.1.5 ADC 配置	22
4.2 CAN 通讯程序	22
4.2.1 CAN 通讯程序工作流程	22
4.2.2 CAN 通讯程序编写和调试	23
4.3 DRV8323S 电机驱动芯片配置	24

4.4	ADC 采样程序	25
4.5	磁场定向控制算法	26
4.5.1	FOC 主程序	26
4.5.2	控制环 PID	27
4.5.3	低通滤波算法	27
4.6	本章小结	28
第五章	硬件调试	29
5.1	硬件展示	29
5.2	CAN 通讯调试	29
5.3	磁编码器测试	30
5.4	电机开环测试	30
5.4.1	占空比控制电机旋转	30
5.4.2	开环转速控制	31
5.4.3	开环力矩控制	31
5.5	ADC 电流采样测试	31
5.6	电机闭环测试	31
5.6.1	单转速环控制	31
5.6.2	位置环控制	32
5.6.3	电流环控制	32
5.7	本章小结	33
第六章	结论与展望	34
	结束语	35
	参考文献	36

第一章 概述

1.1 研究意义

永磁同步电机在磁场定向控制驱动下可以做到低转速下精确控制、任何转速下电机都能自由换向、效率高、能进行力矩控制且噪音低。相比于异步电机，在轻载的状态下永磁同步电机的节能优势更加明显，因为异步电机有功率裕量的存在，这样在实际运行时基本工作在额定的 70% 以下。且永磁同步电机的功率因数更高，与异步电机相比电机电流更小，相应的定子铜损耗更小。效率高和噪音低的优点使它可以应用于交通运输行业如高速铁路，低转速下精确控制和力矩控制这些优点使得永磁同步电机构成的传动系统更加可靠，也响应了国家对节能减排的号召。此外，永磁同步电机还具有体积小、起动力矩大、温升低等优点。因此永磁同步电机也可以广泛应用于医疗设施、机器人、云台等相对轻量但对驱动和可靠性要求同样很高的行业。目前伺服电机驱动和业内普遍使用的永磁同步电机都是基于 DSPC2000 系列单片机的，该型号单价较高且购买困难^[1]。而 ST 公司推出的 STM32 单片机尤其是 F4 系列可以作为较好的替代品，因此研究基于 STM32 的永磁同步电机驱动器很有必要。

1.2 背景与发展现状

1.2.1 研究背景

20 世纪 80 年代，永磁材料特别是具有高磁能积、高矫顽磁力、低廉价格的钕铁硼永磁材料的发展，使人们研制出了价格低廉、体积小、性能高的永磁电机^[2]。永磁同步电机（Permanent Magnetics Synchronous Machine, PMSM）与直流无刷电机（Brushless DC Motor, BLDC）两者其实都是交流电机，主要区别在于气隙磁场分布方式，使得 BLDC 反电动势接近阶梯波形状，而 PMSM 反电动势为正弦波。永磁同步电机中的永磁指的是在制造电机转子时加入永磁体，使电机的性能得到进一步的提升。永磁同步电机的定子切割磁场过程中产生三相电流，根据安装在永磁同步电机的方式差异可以将转子分为插入式、表贴式和内装式^[3]。而所谓同步，则指的是转子的转速与定子绕组的电流频率始终保持一致。

CAN 是控制器局域网（Controller Area Network, CAN）的简称，它是由研发和生产汽车电子产品著称的德国 BOSCH 公司开发的。CAN 总线是应用最广泛的现场总线之一，主要用于各种设备监测及控制。它是一种有效支持分布式控制的串行通信网络，具有多主通信的灵活通信方式，具有实时性强、传输距离远、抗干扰性强、成本低的特点^[4]。与 IIC、SPI 等具有时钟信号的同步通讯方式不同，CAN 通讯是一种异步通讯，只具有 CAN_High 和 CAN_Low 两条信号线共同构成一组差分信号线，以差分信号形式进行通信。为了有效的控制通讯，CAN 规定了数据帧、遥控帧、错误帧、过载帧、帧间隔这五种类型的帧^[5]。通过这两条信号线就可以传输包含位置控制指令、位置状态、速度控制指令、驱动器状态等信息^[4]。

1.2.2 发展现状

永磁电动机具有较高的输出功率，且体积更小质量更轻，比其他类型电动机的输出转矩更大，电动机的极限转速和制动性能也比较优异，因此永磁同步电动机已成为现今电动汽车应用最多的电动机。同时凭借着大启动扭矩、高转速以及无电刷等优点，永磁同步电机在机械控制、自动化、汽车以及航空航天等领域广泛运用。随着集成电路的飞速发展，利用集成半桥芯片完成永磁同步电机的驱动电路也变得十分简洁高效、性价比更高。

比较传统的控制方式主要可分为方波驱动、正弦波驱动。其中方波控制由于具有算法简单、硬件成本低且能使电机获得较高转速的优势从而被广泛应用于无人机的控制，也被称为电调，缺点是转矩波动大又存在噪声且效率也低。正弦波驱动一般通过改变幅值和相位的方式控制电机，比方波的转矩波动小，电流谐波也少，但效率也不能达到最大。其中磁场定向控制（Field-Oriented Control, FOC）又称为矢量控制^[1]方式通过将定子磁链解耦分解为产生磁场和转矩两部分并分别调节，在实现了正弦波电压控制的同时也间接控制了电流的大小，实现了电流矢量的控制，因此 FOC 具有转矩波动小、效率高、噪声小和动态响应快等优点，就是对硬件成本和控制性能有较高的要求，且需要与电机参数匹配。FOC 被认为是目前无刷电机包括永磁同步电机高效控制的最佳选择，被广泛应用于高铁、机器人等高科技行业。由于永磁同步电机在机器人应用、电动汽车和计算机外围设备中的应用，一些新的控制技术已经得到了发展。除了标准的直接转矩控制（Direct torque control, DTC）和磁场定向控制控制外，还有人提出了自抗扰控制^[6]、滑模控制^[7]、鲁棒控制、自适应控制、模型预测控制，以及神经模糊^[8]和智能控制等控制方式^[9]。此外为了更进一步保证永磁同步电机工作的稳定，还发展出了估算和判断电机的参数的系统^[10]。

自抗扰控制就是基于跟踪微分器、扩张状态观测器和非线性状态误差组成的控制系统。其中跟踪微分器用来进行快速且无超调的跟踪系统输入信号并给出微分信号，然后通过扩张状态观测器对扰动进行评估，最后再利用非线性状态误差对系统的总扰动进行补偿^[6]。自抗扰控制系统是韩京清教授提出的，某些方面与 PID 的思想比较类似，但整体更复杂且需要调节的参数更多。之前有幸用 MATLAB 仿真实现过简易的自抗扰控制系统，但因为比较复杂最后调了七八个参数结果整体上还不如用 PID 调的效果好。

滑模变结构控制是为了解决特定的 PI 参数对电机参数、转速和负载变化敏感等存在的问题而使用的，因其响应的快速性、无需系统在线辨识和物理实现简单而广泛使用^[7]。不过缺点在于当状态轨迹到达滑模面后，因为很难严格地沿着滑模面向着平衡点滑动，而仅在滑模面两侧穿梭，从而产生抖振问题。

鲁棒性是指系统面对异常和突发情况下系统保持稳定的能力。当从能量的角度研究电机调速系统鲁棒性时，常用到的是端口受控耗散哈密顿（Port Controlled Hamiltonian with Dissipation, PCHD）系统理论^[11]。

自适应控制^[12]是类似自抗扰的结构，但其扩展状态观测器经过改进可以实时预测和补偿永磁同步电机调速系统的转速随时间的变化。

基于模型预测控制原理的 MPTC 是一种在线优化控制算法，具有较强约束处理能力，并能同时考虑存在的非线性因素^[13]。其优势在于无需复杂的 PWM 调制器，与传统的 FOC 和 DTC 相比，有限控制集模型预测转矩控制（finite control set-model predictive torque control, FS-MPTC）能明显减小转矩和磁链脉动、降低逆变器的开关损耗、改善系统的动态和稳态性能^[13]。

1.3 论文主要内容和结构安排

1.3.1 研究内容

本课题的研究方向为基于 CAN 总线的永磁同步电机驱动器，控制部分采用 MCU 运行矢量控制算法，通信部分采用抗干扰能力较强的 CAN 总线，驱动部分的硬件设计要满足 100W 永磁同步电机的驱动能力。选用的元器件及芯片要能满足上述要求，然后进行硬件电路部分的原理图、PCB 设计并焊接。其中硬件电路应包括主控 MCU 及其外围电路，驱动部分由 MOS 驱动电路、三相桥式逆变

电路、电源电路、电流检测放大电路构成，通信部分采用 CAN 总线协议芯片。控制部分算法为 FOC 矢量控制方式，其中主要包括位置环、速度环和电流环三个部分，每个环节都需要调节合适的 PI 参数。通信方式使用 CAN 总线，最后要实现通过 CAN 总线传输给定 FOC 控制环的算法数值并进行控制电机旋转。其中内核使用空间电压矢量脉宽调制 SVPWM 方式，也可以用电流滞环控制替代，但动态响应不如 SVPWM^[14]。最后要实现的硬件电路工作流程应如图 1.1 所示。

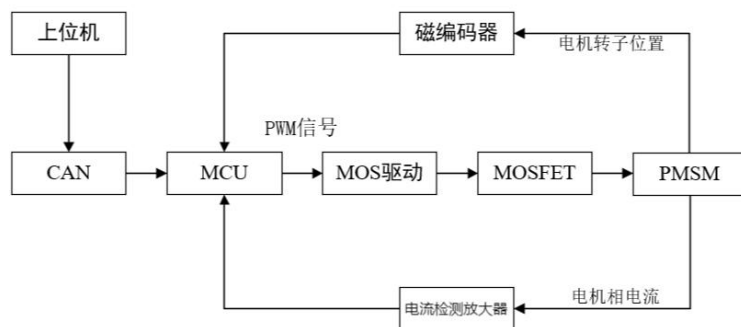


图 1.1 硬件工作流程框图

由于本次的永磁同步电机控制系统的各方面的工作量比较大，包括硬件电路的设计、原理图以及 PCB 图的绘制、电路板的焊接以及硬软件联合调试等工作，因此任务分配上非常详细，要保证任务进度不滞后，在遇到问题的情况下，还需要及时查阅资料，培养自主学习的能力，超过自己能力范围的问题需要及时请教指导老师协助解决问题。

本课题的研究过程已经通过开题答辩和中期答辩，细致地向小组老师进行了阐述，培养了良好的口头、文稿以及图表的表述能力，同时也培养了按照规范格式进行文字撰写、图表使用的能力。

在本次课题中，关于前期电路搭建以及后期硬软件联合调试的过程中，涉及电力电子技术、数字电子技术以及模拟电子技术相关的复杂工程问题，需要使用合适的工具和仪器进行计算与测量，保证硬件电路搭建的正确性和实验数据的可靠性，从而能够根据数据得到结论，并提出合理的改进措施，使本次设计在最终使用过程中保证安全、维持稳定、符合排放规定，尤其使本次设计中的电压电流的大小都需要控制在合理的范围内。

1.3.2 结构安排

本文主要的研究对象是永磁同步电机控制系统的硬件设计和软件实现。首先通过查阅学习相关资料熟悉课题，根据已有的方案功能及市场价格选择相对合适的硬件实现方案，最后根据理论知识进行程序部分的学习和编写从而实现基于 CAN 通信的有感永磁同步电机控制系统。本文的主要结构安排如下：

第一章概述部分主要针对永磁同步电机的背景和应用领域进行了大概的论述，包括其与直流无刷电机的差异。

第二章主要对永磁同步电机的结构和工作原理进行了论述，也对使用的磁场定向控制算法 FOC 进行了讲解，此外也概述了 CAN 通信的原理。

第三章就是对使用的硬件部分设备和器件进行介绍，以及硬件电路原理图的设计和 PCB 的绘制。选型不仅包括电路各元器件的选型还包括电机参数的介绍，设计部分也将详细的公式和计算过程展示了出来。最后也简单总结了一下焊接时遇到的问题以及解决方式。

第四章介绍了初始化 MCU 芯片所使用的软件，包括详细的配置过程。之后论述了所编写的程

序的工作流程，运行逻辑以及调试成果。

第五章展示了部分调试的过程和结果。

第六章则是对本篇论文的简单总结和展望。

第二章 永磁同步电机控制系统构成及工作原理

本章节主要对论文中使用的主要技术原理进行概述，包括永磁同步电机的工作原理和 CAN 通讯技术的原理。

2.1 永磁同步电机的结构

永磁同步电机中的永磁指的是在制造电机转子时加入永磁体，使电机的性能得到进一步的提升。永磁同步电机的定子切割磁场过程中产生三相电流，根据安装在永磁同步电机的方式差异可以将转子分为插入式、表贴式和内装式^[3]。而所谓同步，则指的是转子的转速与定子绕组的电流频率始终保持一致。

永磁同步电机和直流无刷电机都属于交流电机，但永磁同步电机控制方式主要为正弦波控制，即磁场定向控制方式，而直流无刷电机主要通过方波控制。为了充分匹配其各自的控制波形，两种电机的气隙磁场分布设计方式截然不同，直流无刷电机 BLDC 反电动势接近阶梯波形状，而永磁同步电机 PMSM 反电动势为正弦波。如图 2.1 为直流无刷电机磁芯示意图，图 2.2 为 10 极 12 槽的表贴式永磁电机磁芯示意图，可见永磁同步电机磁芯的磁芯气隙偏向正弦波形。

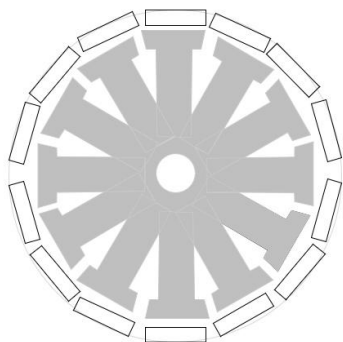


图 2.1 直流无刷电机磁芯

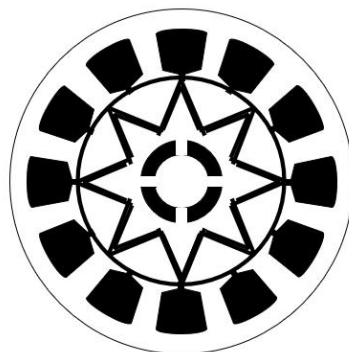


图 2.2 表贴式永磁电机磁芯

实际上也可以使用控制永磁同步电机的方式来控制直流无刷电动机，但会有磁阻转矩和齿槽转矩的影响^[15]，反映到宏观上就是控制无刷电机以极低速转动时会有明显的停顿和跳变，这是因为其磁极与磁芯磁阻相互作用的结果。解决方法理论上是计算校准出相应电机的齿槽转矩并减去该值，不过具体实现方式比较复杂。

2.2 永磁同步电机数学模型

此处针对表贴式的永磁同步电机进行分析。表贴式永磁同步电机在理想的情况下根据其静态性能和动态性能可以建立三种坐标系的数学模型^[3]。

其中两级三相绕组的 PMSM 的电压方程可以表示为^[3]：

$$\begin{cases} u_A = R_s i_A + \frac{d\varphi_A}{dt} \\ u_B = R_s i_B + \frac{d\varphi_B}{dt} \\ u_C = R_s i_C + \frac{d\varphi_C}{dt} \end{cases} \quad (1-1)$$

式中的 R_s 是定子绕组； i_A 、 i_B 、 i_C 是三相电流的分量； φ_A 、 φ_B 和 φ_C 则分别表示三相绕组的磁链。

而这三相绕组的磁链又可以表示为^[3]：

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_A = L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + \varphi_f \cos \theta \\ \varphi_B = L_{AB}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + \varphi_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_C = L_{AC}i_A + L_{BC}i_B + L_{CC}i_C + \varphi_f \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (1-2)$$

式中的 L_{AA} 、 L_{BB} 和 L_{CC} 为各绕组的自感，而 φ_f 表示转子的磁链。

电磁转矩方程为^[16]：

$$T_e = p_0 \varphi_f \cdot i_q \quad (1-3)$$

永磁同步电机的 ABC 轴与静止坐标系之间的关系可如下图 2.3 所示：

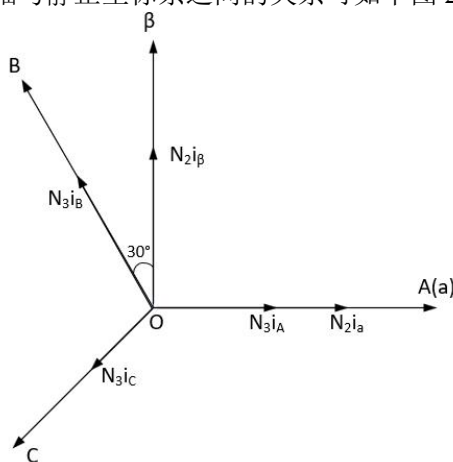


图 2.3 ABC 轴与静止坐标系的关系图

根据图 2.3 可以等效出如下关系式^[3]：

$$\left\{ \begin{array}{l} N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos \frac{\pi}{3} - N_3 i_C \cos \frac{\pi}{3} \\ N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin \frac{\pi}{3} - N_3 i_C \sin \frac{\pi}{3} \end{array} \right. \quad (1-4)$$

式子中的 N_1 、 N_2 、 N_3 代表 ABC 三相绕组的匝数。

将公式(1-4)转换成矩阵形式可得到：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

为了保证总功率不变， N_3 与 N_2 的匝数比应为 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ 。此公式即为三相转到两相直角坐标系的变换矩阵 Clark 变换：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

2.3 磁场定向控制系统原理

磁场定向控制 (Field Oriented Control, FOC) 又叫矢量控制算法 (Vector Control, VC), 是一种通过使用将复杂的物理模型转换成相对简单的数学模型从而对该电机进行控制的方法, 其主要构成是上面 2.2 提到的 Clark 变换、将静止两相转换成旋转正交 dq 坐标系的 Park 变换及其逆变换、空间矢量脉宽调制 SVPWM。

2.3.1 Park 变换

Park 变换的原则是静止坐标系和旋转正交坐标系产生相等的磁动势, 即 i_α 、 i_β 与 i_d 、 i_q 产生以同样的角速度旋转的合成磁动势 F , 他们的等式关系如下:

$$\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos \varphi + i_\beta \sin \varphi \\ i_q &= -i_\alpha \sin \varphi + i_\beta \cos \varphi \end{aligned} \quad (1-7)$$

整理成矩阵形式后即可得到 Park 变换矩阵^[17]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

控制永磁同步电机时, 通常是直接设 i_d 为 0 来进行控制, 此时电磁转矩与 i_q 的关系为线性^[2]。

2.3.2 空间矢量脉宽调制 SVPWM

空间矢量脉宽调制 SVPWM 控制的是由六个场效应管 MOSFET 构成的三个半桥, 这六个 MOSFET 组合起来共有 8 种开关状态, 包括两个零矢量 U_0 (000)、 U_7 (111) 和六个非零矢量 U_1 (001)、 U_2 (010)、 U_3 (011)、 U_4 (100)、 U_5 (101) 和 U_6 (110) 这八个电压矢量, 这 8 个电压矢量在空间中的关系如图 2.4 所示。

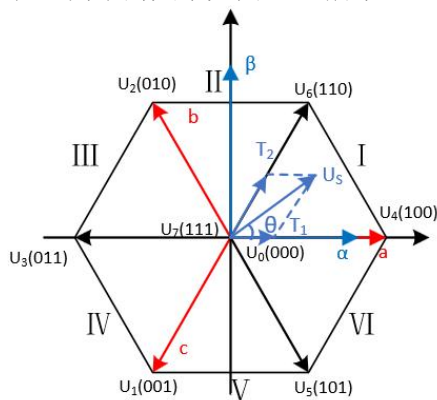


图 2.4 空间电压矢量图

SVPWM 技术在电源电压源为逆变器的情况下, 按照定子三相电机跟踪圆形旋转磁场的方式来控制逆变器开关, 该控制策略不仅可以提高直流电源电压的利用率, 而且具有计算简单、降低开关损耗、进而降低电机谐波损耗、减小转矩脉动等优点^[18]。

结合图 2.4 可以得到空间电压合成矢量公式^[8]:

$$U_s T_s = U_1 T_1 + U_2 T_2 + U_0 T_0 \quad (1-9)$$

其中 T_1 和 T_2 是两相邻电压的工作时间; T_0 是零矢量工作时间; T_s 是 MOS 管一次开关的时间, 可近似为 PWM 周期; U_s 是参考电压。进一步可以得到:

$$\begin{cases} U_s = \frac{T_1}{T_s} U_1 + \frac{T_2}{T_s} U_2 \\ T_s = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (1-10)$$

通过坐标向量分解可得：

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{T_1}{T_s}|U_1| + \frac{T_2}{T_s}|U_2|\cos 60^\circ \\ U_\beta = \frac{T_2}{T_s}|U_2|\sin 60^\circ \end{cases} \quad (1-11)$$

以最大相电压 $U_{DC}/\sqrt{3}$ 作为电压基准值，将上述公式标准化，可得：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2}(\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \\ T_2 = T_s U_\beta \end{cases} \quad (1-12)$$

进一步可得：

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}U_{ref}}{U_{dc}}T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}U_{ref}}{U_{dc}}T_s \sin \theta \end{cases} \quad (1-13)$$

将公式(1-10)中的 $T_s=T_1+T_2+T_0$ 代入公式(1-13)，可得到 $\frac{\sqrt{3}U_{ref}}{U_{dc}} \leq 1$ ，即 $U_{ref} \leq \frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc}$ 。之后根据七段式 SVPWM 调制方式即可得到对应扇区的工作时间。

如果使用的是无位置传感器控制方式，还需要代入位置观测器进行估算，而有位置传感器的控制系统则可以直接将角度代入计算。利用上述对矢量作用时间的计算公式结合各扇区 SVPWM 的工作顺序即可计算各扇区的切换时间。

最后由 Clark、Park 正反变换、角度和转速反馈、SVPWM 及三环的 PID 组成的 FOC 算法如图 2.5 所示。首先人为给定位置参数，结合位置传感器的角度反馈经位置 PID 中的比例调节得到等价的转速给定，再与位置传感器计算的转速反馈经转速 PID 中的比例和积分调节得到计算好的 I_q 方向电流给定值，并与三相电流值经 Clark、Park 变换成的旋转正交电流值经电流 PID 中的比例和积分调节计算出 U_q 和 U_d 的值，最后经反 Park 变换得到的静止两相电压 U_α 和 U_β 来让 SVPWM 输出控制电机的波形。

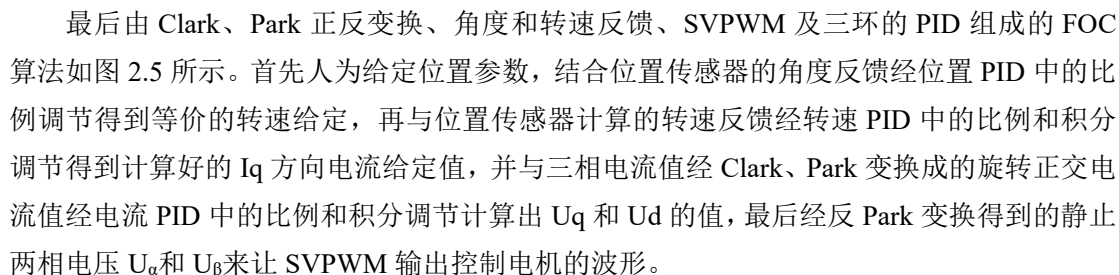


图 2.5 矢量控制系统框图

根据静止两相电压 U_α 和 U_β 可以通过公式(1-14)判断参考电压所在扇区^[19]:

$$\begin{cases} x = \frac{\sqrt{3}T}{U_d} U_\alpha \\ y = \frac{\sqrt{3}T}{2U_d} U_\alpha + \frac{\sqrt{3}T}{2U_d} U_\beta \\ z = \frac{\sqrt{3}T}{2U_d} U_\beta - \frac{\sqrt{3}T}{2U_d} U_\alpha \end{cases} \quad (1-14)$$

其中设相邻矢量作用时间中前一矢量作用时间 $T_1 = \frac{T_1}{T_1+T_2}T$ ，后一矢量作用时间 $T_2 = \frac{T_2}{T_1+T_2}T$ 。则相邻矢量作用时间赋值表如表 1.1 所示:

表 1.1 相邻矢量作用时间赋值表

扇区	1	2	3	4	5	6
T_1	z	y	-z	-x	x	-y
T_2	y	-x	x	z	-y	-z

2.4 CAN 通信原理

CAN 通讯是一种异步通讯，由 CAN_High 和 CAN_Low 两条信号线共同构成一组以差分信号形式进行通信。为了有效的控制通讯，CAN 通信可以发送的类型共设定为五种，包含数据帧、遥控帧、错误帧、过载帧、间隔帧。其中数据帧是用来从一个设备发送给接收设备的帧，遥控帧是拥有同样 ID 的数据接收方向设备向数据发送方向的设备做请求的帧，错误帧是当发现错误时向其他设备发送的通知帧，最后的间隔帧是用来将数据帧和遥控帧与其他类型的帧分隔开的帧^[20]。其中数据帧和遥控帧又都有标准和扩展两种格式，标准帧有 11 位的 ID，而扩展帧有 29 位，目的就是用来避免出现设备过多时 ID 不够的状况。本次主要就用到了标准格式的数据帧，因此仅概述一下标准数据帧的构成。完整的标准格式数据帧如图 2.6 所示，最开头的一小段 SOF 作为帧的起始。第二部分帧 ID 是用来匹配数据帧是否接收和其优先级的，因此也叫仲裁字段。第三段 RTR 全称为 Remote Transmission Request Bit，是用来判断是数据帧还是遥控帧的，若其电平为显性时代表数据帧，反之为隐性即为遥控帧^[21]。第四段 IDE 是用来区分标准帧和扩展帧的，电平为显性时为标准帧，隐性时为扩展帧。第五段 DLC 表示的是数据的长度。数据字段就是主要传输数据的部分，由最多八个字节组成。数据段后的 15 位 CRC 的作用是接受设备与发送设备的校验，若不匹配就会发出错误帧请求数据发出设备重新发送。最后的帧结束段 EOF 前的 ACK 段为界定标志位，发送数据的设备该段为隐性电位，接收数据的设备该段为显性。

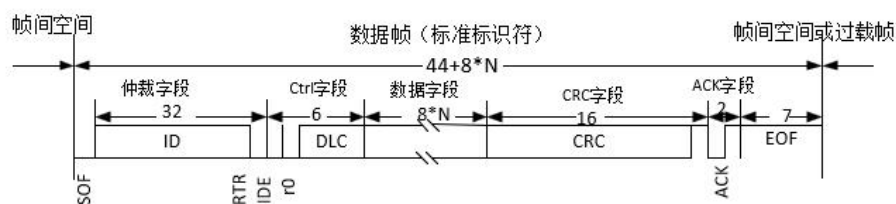


图 2.6 标准格式数据帧构成

第三章 控制系统硬件部分选型与设计

绘制电路之前需要进行设备和具体器件的选型,结合电机参数、工作电压电流、预期实现的功能确定所选器件的大致种类和数值,根据电路设计的需要及器件的参数选择不同的封装,最后尽可能对比不同厂家的性价比进行最优选择。电路原理图的设计及 PCB 的绘制采用 Altium Designer 20 软件来进行。

3.1 电机选型

此次设计的电路主要是通过电流环、转速环和角度位置环对电机进行相对精准的位置控制,所以选择的电机不能是那种用于无人机的高 KV 值(低转矩)高转速的无刷电机,而是要用力矩较大转速较低的无刷电机。选型要求电机额定工作电压为 24V,同时转矩和额定电流也要尽可能大。最终选择了型号为 GB6010 的转矩相对较大的直流无刷电机,极对数为 14。电机具体参数的对比如表 2.1 所示。

表 2.1 无刷电机参数对比

型号	匝数 (T)	电压 (V)	电流 (A)	堵转电流 (A)	额定扭矩 (N·M)	堵转扭矩 (N·M)	额定转速 (rpm)	扭矩常数 (N·M/A)
GB6010	90	24	0.75	1.8	0.8	0.9	300	0.6
GB4310	60	24	0.97	1.8	0.25	0.37	250	0.3
TOKA 1700KV	-	24	17.52	-	-	-	27777	-

3.2 位置传感器选型

3.2.1 传感器型号

位置传感器的设计一般都是基于霍尔传感器,常用的类型主要是通过电机轴底的磁铁感应旋转的磁编码器。磁编码器利用磁敏感元件感应磁极运动产生的磁场变化而产生的磁电阻效应,测量运动物体的位移变化^[22]。这种编码器只要所选电机底部显露主轴即可使用,相对灵活一些。

常用的磁编码器有绝对磁性角度位置为 12 位的 AS5600,精度更高的编码器还有 14 位的 AS5048S。但 AS5048S 主要使用 SPI 接口而 MCU 的 SPI 速率不能满足 AS5048S 的工作要求,所以选用了主要使用 IIC 接口的 AS5600。

3.2.2 传感器支架的设计

位置传感器需要通过检测电机底部安装的径向磁铁的旋转来生成旋转角度数据,径向磁铁可以直接吸附或粘贴在电机底部突出的轴承上,而磁编码器的位置需要在径向磁铁或磁环的正下方且与磁铁距离约 1mm 左右。在使用参数明确的 GB6010 无刷电机之前,为了保证电路和程序可以正常运行,首先使用一个参数不明确且价格较低的 7 对极无刷电机进行测试。由于该电机不具有固定磁编码器的结构,为了能相对稳定的进行实验,通过 3D 打印机为调试用电机临时设计一个可调节距离的传感器支架。为了刚性和稳定性,3D 打印的材料选用的是含有碳纤维的 PC 材质,且用电烙铁手动埋入了铜螺母来固定支架螺丝。

支架的 3D 建模如图 3.1 所示，最终打印出的实物如图 3.2 所示。经实际测量，磁铁与 AS5600 垂直距离可小于 1mm，且能正常读取角度值。

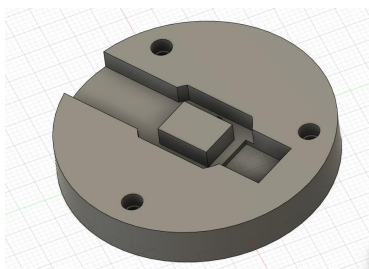


图 3.1 传感器支架 3D 建模图

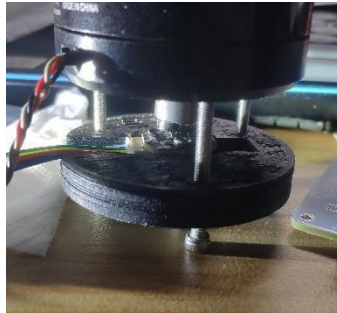


图 3.2 传感器支架打印实物图

3.3 控制电路器件选型

为了方便测试和修改电路，选择将主控部分和驱动部分分开设计。其中主控部分为了尽可能做小电路板，电容电阻都使用的 0402 的小型封装，晶振也使用的较小的 SMD5032-2P 贴片封装。而驱动部分为了电路电压稳定同时也是方便焊接，电阻都是选用了 0603 的封装，部分电容选取了 0805 及更大的封装，例如 100uF-50V 的电容只有 0805 和 1206 的封装。

3.3.1 MCU 芯片及外围器件

1.MCU 选择

首先根据经验来看，常被人用作电机驱动电路主控的 ST 系列 MCU 主要是 STM32F103C8T6 和 STM32F405RGT6，一方面是它们都具有比较丰富的外设如 SPI、IIC、CAN 等接口，同时管脚数也足够使用，相对的学习资源也比较充足。首先计算一下计划中需要的管脚数，其中包括 PWM 输出 6 路，IIC 接口 2 路，连接 LCD 屏幕的 SPI2 接口 2 路加 4 路控制管脚，连接驱动芯片的 SPI1 及置位管脚共 5 路，CAN 通信接口 2 路，应急用的 USART 串口 2 路，ADC 采集的电源电压和三相电流共 4 个管脚，总共下来除去必要的复位电路和晶振以外共需要至少 27 个管脚。STM32F103C8T6 的 48 个管脚跟 STM32F405RGT6 的 64 个相比确实更捉襟见肘一些，并且 F103 的主频只有 72MHz 所以本课题选用主频为 168MHz 的 STM32F405RGT6。光看性能的话也可以选用国产的 GB32F405RGT6，但由于使用的部分程序是基于最新的 HAL 库，GB32 可能还不兼容此版本。

2.CAN 芯片选择

CAN 收发器芯片目前常用的就是 SN65HVD230DR 和 TJA1050T 及其各自升级版，后者有一定的隔离能力。其中 SN65HVD 只需要 3.3V 工作电压，而 TJA1050 最好使用 5V，从简化电路的角度选择了 SN65HVD230DR。

3.串口芯片及插头选择

市面上常用的 STM32 开发板都可以通过 micro-USB 甚至 Type-C 进行供电，为了兼容性好及通过串口进行通讯，最终就选择加上常用的 USB 转串口模块 CH340N 及 16PIN 引脚的 Type-C 母座，虽不是全功能 Type-C 和串口芯片但基本的功能已经满足要求。

3.3.2 电源电路器件选型

STM32 开发板常用的稳压芯片为 AMS1117-3.3 这种 LDO 线性稳压器，因为供给板子

的电压一般都是 5V 左右，STM32 芯片及相关芯片的供电电压基本都为 3.3V，降压到 3.3V 不会造成过多的能量消耗及放热。同时考虑到输出电流与封装尺寸的关系，AMS1117 的封装选择 SOT-89 就足够了。

驱动电路部分由于电源输入为 24V，需要用 DC-DC 芯片将 24V 稳压到 5V，而这种芯片体积较大且一般不适于 MCU 供电。经过查找资料发现了一个型号为 PW8600 的线性稳压器，输入电压最高可以达到 60V，芯片手册上的温度与输出电压曲线显示在 140°C 时仍能输出误差小于 1% 的电压值，因此就选择了 PW8600-5V 作为一级降压电路，二级降压选择了输入最高 6V 的 PW6566B-3.3V 芯片，两个芯片的封装都为 SOT23-3L。

3.3.3 电机驱动芯片选型

最初打算使用 IR2130S^[23] 作为电机驱动直接控制三相 MOSFET，后来因为它 15V 的供电要求会增加不少成本所以转而去研究其他方案。搜索资料期间了解到国外有个永磁同步电机驱动项目叫 Odrive，该驱动系统的电机驱动芯片为 DRV8301，支持 6V 到 60V 的宽电压输入，支持 1A 的峰值栅极驱动拉电流和 2A 的峰值栅极驱动灌电流。后来详细查看了 DRV8301 的数据手册了解到，这款芯片除了拥有驱动六路 MOSFET 的能力以外还集成两个双向运算放大器的电路，而且可以通过 SPI 接口与 MCU 进行通信。最终在 DRV8301 和 DRV8323S 中选择了升级版本的 DRV8323S。根据数据手册中了解到 DRV8323S 的外围电路设计要求比旧版少了许多滤波电容，与 MOSFET 栅极之间的电阻也省略了，而芯片中的运放还增加到了三个，可以进行完整的三相电流采样了，但要正常使用这款芯片还需要正确配置该芯片的各项参数。

3.3.4 场效应管 MOSFET 选型

根据电机的额定电压和电流及功率选择合适的场效应管 MOSFET。还需要考虑栅极电荷的大小，理论上这个值越小越好，因为它代表着 MOSFET 的导通时间。栅极电荷越大说明导通 MOS 管的电容需要更长时间充电，导通的就会慢一些，不过影响也不是特别大。由于 DRV8323S 中栅极驱动电流值需要根据 MOSFET 的栅极-漏极电荷 Q_{gd} 、上升时间 T_r 和下降时间 T_f 来对 MOSFET 驱动电流进行计算，所以还需要选定个计算结果在驱动芯片里预设的电流挡位范围内的 MOSFET。结合参数值及价格的多方比对，最终选择了微硕的 WSD75100DN56 这款 75V 100A 155W 的场效应管 MOSFET，它的上升时间 $T_r=14\sim 26\text{ns}$ ，下降时间 $T_f=37\sim 67\text{ns}$ ，栅极-漏极电荷 $Q_{gd}=17\text{nC}$ 。根据 DRV8323S 数据手册第 63 页的公式^[24]可以计算栅极驱动电流值：

$$I_{DRIVEP} > \frac{Q_{gd}}{t_r} \quad (3-1)$$

$$I_{DRIVEN} > \frac{Q_{gd}}{t_f} \quad (3-2)$$

根据公式(3-1)和(3-2)可算得高侧 MOSFET 驱动电流 $654\text{mA} < I_{DRIVEP} < 1214\text{mA}$ ，低侧 MOSFET 驱动电流 $254\text{mA} < I_{DRIVEN} < 459\text{mA}$ ，都在 DRV8323S 输出电流范围内，说明这款 MOSFET 可以被驱动。

3.3.5 保护器件选型

1. 静电放电保护器件 ESD

由于人体在接触电器过程中会积累大量静电，而这些能量瞬间释放电压可以高达上千伏特，对于用电设备来说是致命的冲击，甚至可能直接使设备报废。尤其是像 CAN 总线这种需要人为插拔接口的设备就有更大的风险，这时就需要静电放电 ESD(Electrostatic Discharge) 保护设备的存在，它可以突然出现的电压脉冲直接引向地线而不流经用电设备。选择的静电保护器件型号为 TPCDSOT23-SM712，峰值脉冲功率可达 400W，工作电压为 7V 和 12V，用作电气设备电磁兼容测试标准的 IEC61000-4-2 中测得空气放电和接触放电都达到了 $\pm 30\text{kV}$ ，芯片使用方法如图 3.3 所示。

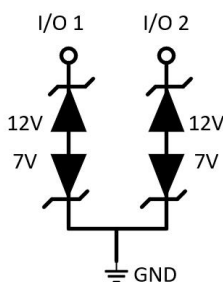


图 3.3 静电放电保护器件使用方法

2. 瞬态抑制二极管 TVS

瞬态抑制二极管 TVS(Transient Voltage Suppressor)也是一种为了防止瞬间的高电能脉冲损害电路而设计的有极性器件，这种冲击不仅会对电路器件造成伤害，同时也会伤害到电源。当遇到这种波动时，瞬态抑制二极管会从高阻态瞬间转变为低阻态从而吸收大电流，起到钳制电压的作用。因此不仅是为了防止 MOSFET 工作时产生意外，更是为了保护昂贵的数字电源，经过对比电压选择了型号为 SMAJ26A 的单向瞬态抑制二极管，其在电路中的使用方法如图 3.4 所示。SMAJ26A 的反向截止电压 V_{rwm} 为 26V，即在该电压以下时瞬态抑制二极管不工作，这样的话正常工作在 24V 时不会触发瞬态抑制二极管工作。

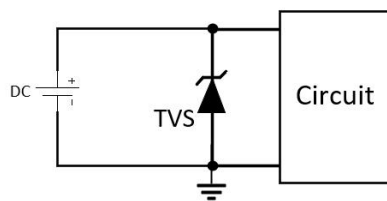


图 3.4 瞬态抑制二极管使用方法

3.3.6 采样电阻选型

相电流采样是实现磁场定向控制中的电流环所必不可少的基石，常用的采样方式有用电流互感器、霍尔以及电阻采样，其中按照接法的不同电阻采样还分为上桥臂接法、中桥臂接法和下桥臂接法。为了方便调试和设计选择了下桥臂电阻采样。为了能检测大电流且不影响电机的内阻，这类采样电阻的数量级一般都在毫欧级别，所以要配合运算放大电路才能让 MCU 的 ADC 采集到相对精确的电压，需要利用 DRV8323S 数据手册中计算采样电阻和运算放大电路放大倍数的公式，首先是双向操作的放大器输出的动态范围^[24]：

$$U_o = (U_{VREF} - 0.25V) - \frac{U_{VREF}}{2} \quad (3-3)$$

其中 U_{VREF} 为基准电压， U_o 为运算放大电路输出的电压值。

采样电阻计算公式^[24]:

$$R = \frac{U_o}{A_v \times I} \quad (3-4)$$

$$P_{SENSE} > I_{RMS}^2 \times R \quad (3-5)$$

其中 I 为相电流， I_{RMS} 为相电流的均方根值， P_{SENSE} 为采样电阻的额定功率。

比如 $U_{VREF}=3.3V$ ， $10A$ 均方根值 $I_{RMS} \approx 7.071A \approx 7A$ ， P_{SENSE} 为 $2W$ 的条件下，算得 $R < 0.04\Omega$ 。经过对比器件最终选择阻值为 0.005Ω 功率为 $2W$ 的采样电阻，将此电阻值代回到公式(3-5)中可得出增益 $A_v > 28$ 。而又因为 DRV8323S 增益倍数只有 $5V/V$ 、 $10V/V$ 、 $20V/V$ 和 $40V/V$ 这四个挡位，所以增益倍数选择 $40V/V$ 。

3.4 电机驱动电路原理图绘制

选择好所有元器件后，首先需要根据选定的元器件引脚绘制其各自的原理图，因为 EDA 软件 Altium Designer 里只含有一些常用的器件原理图和封装。原理图绘制前首先应该确定每个子电路的正确接法，确定方法主要是根据经验以及元器件数据手册的实例电路。绘制完各子电路后，就需要将它们相连，连接方式是用相同的网络标签 Net Label 设置在对应的引脚上。

3.4.1 主控电路部分

1.MCU 电路

首先进行主控 MCU 电路的设计。通过搜索 STM32F405RGT6 的示例电路及浏览数据手册了解到，其最小系统电路主要有晶振电路、BOOT 置位电路、RESET 复位 RC 电路、电源滤波电路。其中晶振电路由晶振和晶振电容组成，晶振一般常用 $8MHz$ 或 $12MHz$ 的晶振，给晶振供电的电容一般采用 pF 级别的，具体数值以晶振的数据手册为准，一般可直接选择两个 $20pF$ 电容。BOOT 置位电路涉及两个引脚，分别是 BOOT0 和 BOOT1。根据数据手册可知，在 BOOT0 置于高电平、BOOT1 置于低电平或高电平时可以进行数据烧录，因此 BOOT1 可以悬空或最好下拉一个 $100k\Omega$ 的电阻接地，BOOT0 需要一个由按键和下拉电阻构成的电路，在按下按键时 $3.3V$ 高电平会导通直接将 BOOT0 的电位置于高电平，松开时掉电恢复低电平且起到下拉置地的效果。RESET 则需要一个由按键、上拉电阻和抬升电容构成的按键上拉电路。在按下按键时 $3.3V$ 高电平会导通并给电容充电从而拉高 NRST 引脚的电位，松开时掉电恢复低电平。STM32 电源部分滤波一般都是将 4 个左右的 $0.1\mu F$ 电容分别作为 VDD 各管脚的去耦电容使用。VDDA 和 VSSA 是芯片内的模数转换芯片参考电压，所以需要使用独立的 $3.3V$ 稳压芯片或通过使用 0Ω 电阻与 VDD 隔开，将数字地和模拟地分隔开可以提高模拟电压的采样精度。此外 STM32F405RGT6 还有个用来给数字电路供电的调压器，引脚为 VCAP_1&2，需要分别接两个 $2.2\mu F$ 的电容置地。还有烧录程序用的 Serial Wire 串口的两个引脚还需要连接 22Ω 电阻。

最终的 MCU 外围电路及 GPIO 原理图如图 3.5 和图 3.6 所示。

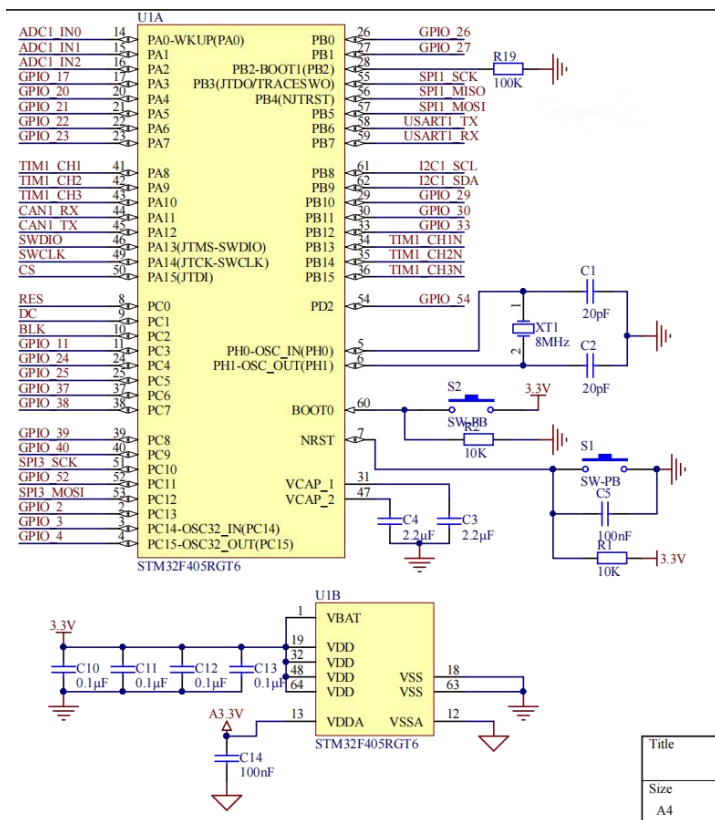


图 3.5 MCU 电路原理图

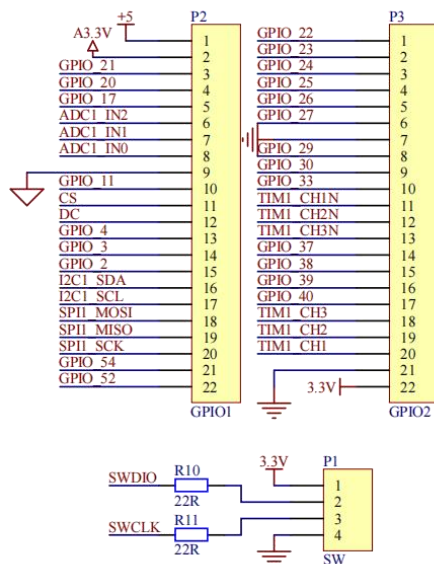


图 3.6 GPIO 原理图

2. 主控部分电源电路

上面 3.3.2 提到了主控电源芯片采用 AMS1117-3.3，其数据手册推荐电路输入端采用并联 0.1uF 和 10uF 电容的方式来分别过滤高频和低频噪声，输出端同样是一个 0.1uF 和一个 10uF 电容并联。为了显示电路电压的稳定性，还在输出端加入了一颗 0402 封装的蓝色 LED

灯和下拉电阻，只要电压正常输出 3.3V 就可以常亮。具体的电源电路原理图如图 3.7 所示。

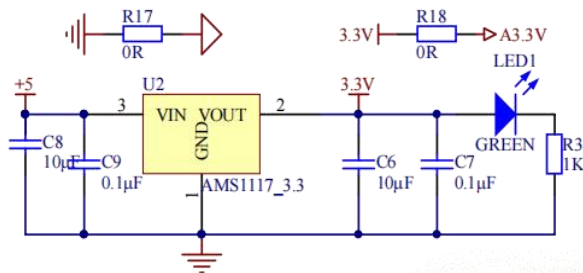


图 3.7 主控电源原理图

3. CAN 总线电路

SN65HVD230DR 最简单的设计方法就是 VCC 和 GND 之间连个 0.1μF 的滤波电容，RS 引脚与地之间串联 0Ω 电阻，RX 和 TX 与 MCU 引脚之间同样串联 0Ω 滤波，输出 CAN_H 和 CAN_L 之间并联一个 120Ω 的终端电阻，并在 CAN 的两根通讯线上加上静电放电保护器件进行静电保护。具体的 CAN 总线电路原理图如图 3.8 所示。

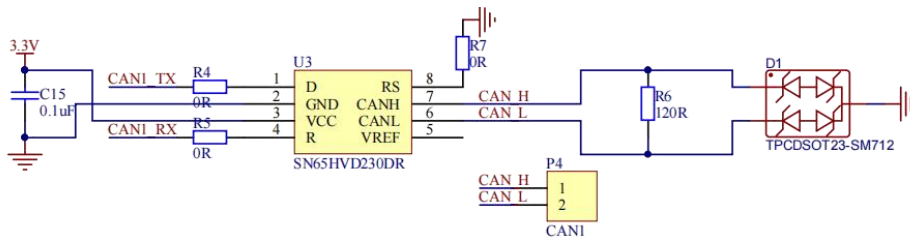


图 3.8 CAN 总线电路原理图

4. USART 串口电路

这里使用串口和 Type-C 接口主要是为了串口通信和 Type-C 的 5V 输出功能，因此只需将 CH340N 和 MCU 的 RX 和 TX 数据引脚相连，CH340N 和 Type-C 的两路四线通信相连，然后连上电源线和滤波电容即可。此外，如果使用的是 USB-A 转 Type-C 的数据线则没有问题，如果要使用的是双头 Type-C 数据线就需要在 Type-C 母座的 CC1 和 CC2 引脚各接一个 5.1kΩ 的下拉电阻，否则无法通过双头 Type-C 供电。详细的 USART 串口电路原理设计如图 3.9 所示。

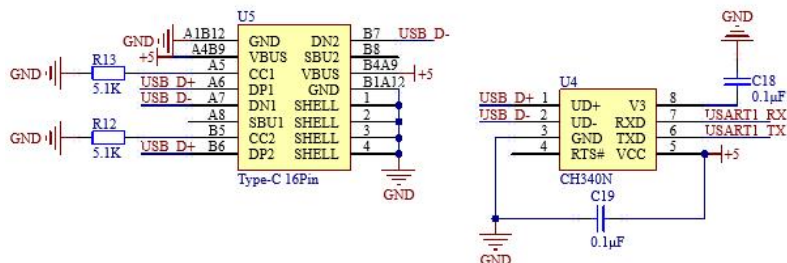


图 3.9 USART 串口电路原理图

5. LCD 电路

为了方便程序的调试，还给主控加入了一个小屏幕，考虑到 OLED 长时间使用有烧屏的风险，最终选择了 LCD。而为了缩小体积及方便替换屏幕，选择了 0.96 寸彩色 TFT 插接式 LCD 屏幕，通讯方式为 SPI 接口。除了背光引脚以外的 7 个引脚都可以直接与 MCU 相

接，而背光引脚电路需要一个型号为 S8050 的 NPN 型三极管，这样在 MCU 作为控制背光的引脚输出高电平时会关闭 LCD 的背光。最后插接式 LCD 部分电路原理图如图 3.10 所示。

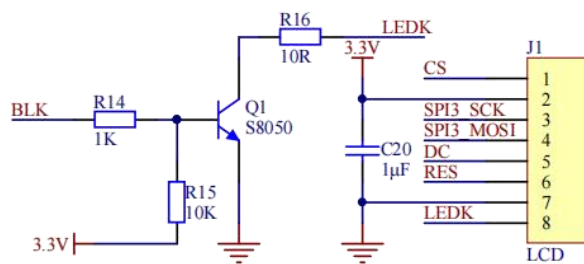


图 3.10 LCD 电路原理图

3.4.2 大功率驱动电路部分

1. 电源电路

驱动电路供电为 24V，因此需要更大的滤波电容容值及更高的耐压值，DRV8323S 推荐的容值为 100uF 的极性电容，而如果驱动电路使用 24V 则电容耐压需要达到 50V，这类电容一般都是使用体积较大的电解电容，而体积较小的陶瓷电容应该也可以胜任。最终选定了 1206 封装的 100uF 容值 50V 耐压的陶瓷电容。除了 1206 的 100uF 和 0805 的 0.1uF 以外，还有之前提到的瞬态抑制二极管。之后是一级降压稳压 PW8600A_5V，输入端先串联一个 0Ω 电阻，然后并联一个 10uF 电容滤波。二级稳压芯片 PW6566B_3.3V 输入端和输出端各并联一个 1uF 电容，然后 3.3V 输出端和地线引脚各串联一个 0Ω 电阻连入基准电源。此外为了实时监控电源电压，还加入了一个 10kΩ、一个 1kΩ 和一个 2.2uF 电容作为采样分压电路来将 24V 以近似整数形式分压。为了区分不同模块，一二级稳压电路选用的都是 0603 的电容和电阻。详细的驱动电路电源部分原理图如图 3.11 所示。

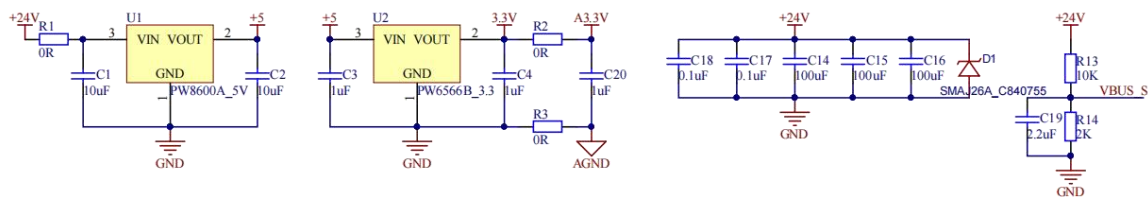


图 3.11 驱动电路电源原理图

2. 场效应管 MOSFET 及驱动电路

DRV8323S 的电源引脚 VM 和 VCP 要并联一个大于 10uF 的、一个 1uF 的和 0.1uF 的电容来滤波，然后连入 24V 电源。VDRAIN 引脚是与 MOSFET 上桥臂的漏极相连的。CPH 和 CPL 是电荷泵开关结点，需要对地并联 47nF 的电容。DVDD 和 AGND 则是被设计来作为 MCU 供电的引脚，可以输出 3.3V 和 30mA 的电流，不过这里因为有使用稳压芯片所以就不用了。VREF 引脚则是作为采样基准模拟电压输入引脚。ENABLE、nSCS、SCLK、SDI、SDO 则分别是 DRV8323S 的使能引脚、SPI 的 CS 引脚、SPI 的时钟 CLK 引脚、SPI 主机的输入和输出引脚，按照 MCU 的 SPI 引脚连接即可，其中 SDO 需要连接一个上拉电阻。

nFAULT 是 DRV8323S 的故障指示引脚，需要接入上拉电阻再连接 LED 灯，这样当输出电流、栅极驱动电流等超过内部寄存器的限幅后，DRV8323S 就会置位并使这个灯亮起。GHA、GHB、GHC 是输出上桥臂三个 MOSFET 栅极驱动的引脚，GLA、GLB、GLC 是输出上桥臂 MOSFET 栅极驱动的引脚。SHA、SHB、SHC 是上下桥臂连接处也是输出控制电机电流的位置。SP 和 SN 是分别连接采样电阻两端的引脚，也就是双向运算放大电路的输入引脚。SOA、SOB、SOC 是经过 DRV8323S 内部运算放大电路增益后的输出电压引脚，可以与 MCU 的 ADC 采样引脚直接相连。3 组 INH 和 INL 则是连接 MCU 输出的上下共 6 路 PWM。

MOSFET 部分就按照桥式逆变的形式连接，在上桥臂漏极各并联一个 2.2uF 的滤波电容，下桥臂则连接采样电阻，上下桥臂之间引出电机三相驱动电流输出。最终的 MOSFET 驱动电路及其 GPIO 设计如图 3.12 及图 3.13 所示。

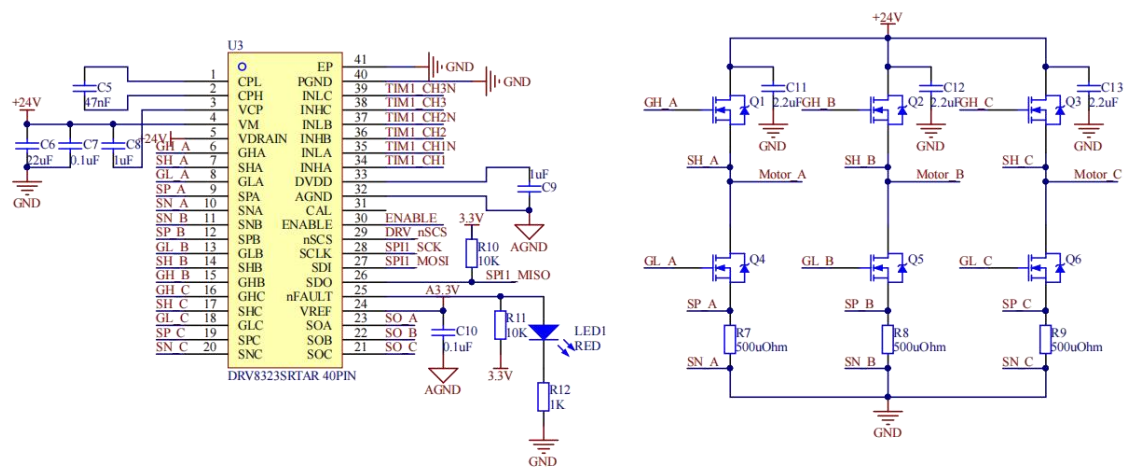


图 3.12 MOSFET 及其驱动电路原理图

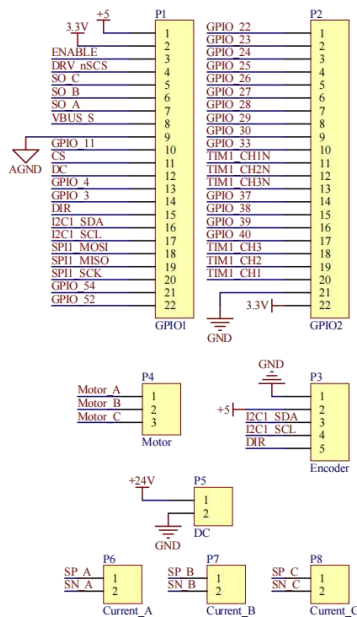


图 3.13 驱动电路 GPIO 原理图

3.5 电机驱动电路 PCB 设计

3.5.1 主控电路 PCB

PCB 的设计主要是有几个要注意的点。首先是布局，导入 PCB 后先在原理图中选中想摆放的元器件并点击快捷键“T”+“S”，然后回到 PCB 界面点击快捷键“T”+“O”+“L”再划出想要的位置就可以实现快速摆放。

然后就是对各部分元器件的摆放。首先晶振要尽可能靠近 MCU 芯片，晶振电容放在后面。与 MCU 相连的电容和电阻也要适当靠近 MCU，最好与其方向平行摆放。其他芯片和其电容电阻摆法也差不多，先是靠近以减少损耗，然后是保证整洁。

摆放完之后就是手动布线。布线时首先将晶振与 MCU 连接好，然后就要保证晶振的底板不要有线穿过从而影响其它信号的传递及正常工作。随后先将 3.3V 电源线的走线设计完，尽可能的减少电源线过孔的数量。其次电源线要经过芯片的滤波去耦电容再进入芯片电源引脚，否则就没有实际意义了。同时还要设置 3.3V 线宽粗一些，比如正常的数据信号线都是 10mil 宽，3.3V 线宽就要达到 20mil，不仅是为了增强载流能力也是为了减少制板厂工艺问题带来的影响，同样的 GND 线也要达到 20mil 甚至更宽。布完线且确认无误之后，就可以在工具一栏里选择“滴泪”操作，这一步是给比较细的信号线和焊盘之间加上一部分泪滴形状的焊盘，目的是加强与焊盘的连接以及防止信号受到干扰。之后就可以进行铺铜操作了，像这种两层板的电路就将两面铺铜都设为 GND 即可，这一步的目的是增强地线线路的载流能力和抗干扰能力，而因为软件会自动覆盖需要接地的器件所以其实可以省去部分前面铺地线的步骤，有需要修改的地方再单独进行补地线。铺铜时要在规则里将不同网络间距至少增加到 20mil，避免对其他线路的影响，此外还要将地线焊盘和过孔与地铜的连接方式改成直接连接方式。最后主控电路部分 PCB 绘制如下图 3.14 所示。

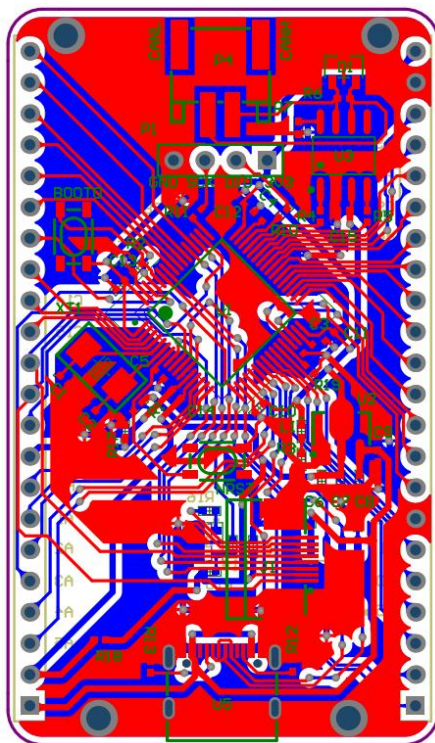


图 3.14 主控电路部分 PCB

3.5.2 驱动电路 PCB

驱动电路部分有一些需要区别于前面主控的设计标准。首先是电源线的宽度，因为电机驱动不仅要考虑电压还要考虑电流的载流能力，所以电源线要设计的更宽。一般来讲 10mil 的线宽最多有 1A 的载流能力，因此结合电路板设计面积以及设计额定电流上限，最终将电源线宽拓展到 80mil，即最大 8A 的载流能力，结合 24V 就是足以运行 100W 电机的载流能力。上下桥臂的 MOSFET 连接以及与输出电机控制端口的线路是直接手动铺的铜，宽度也达到了 80mil，这样是因为方便布置合适的线路。其次是采样电阻的布线，虽然它的两端都在大面积的铺铜范围内，但连接进 DRV8323S 的线路要直接与采样电阻的焊盘相连，避免与大面积铺铜的直接连接，这样能尽可能减少一些干扰信号。MOSFET 部分由于选用的是贴片封装型的，漏极有 4 个引脚，源极有 3 个引脚，所以还需要将相同功能引脚相连以增加载流能力及增强散热，方法是在 PCB 绘制时手动给引脚焊盘添加线路网络标志。最终大功率驱动部分电路 PCB 设计如下图 3.15 所示。

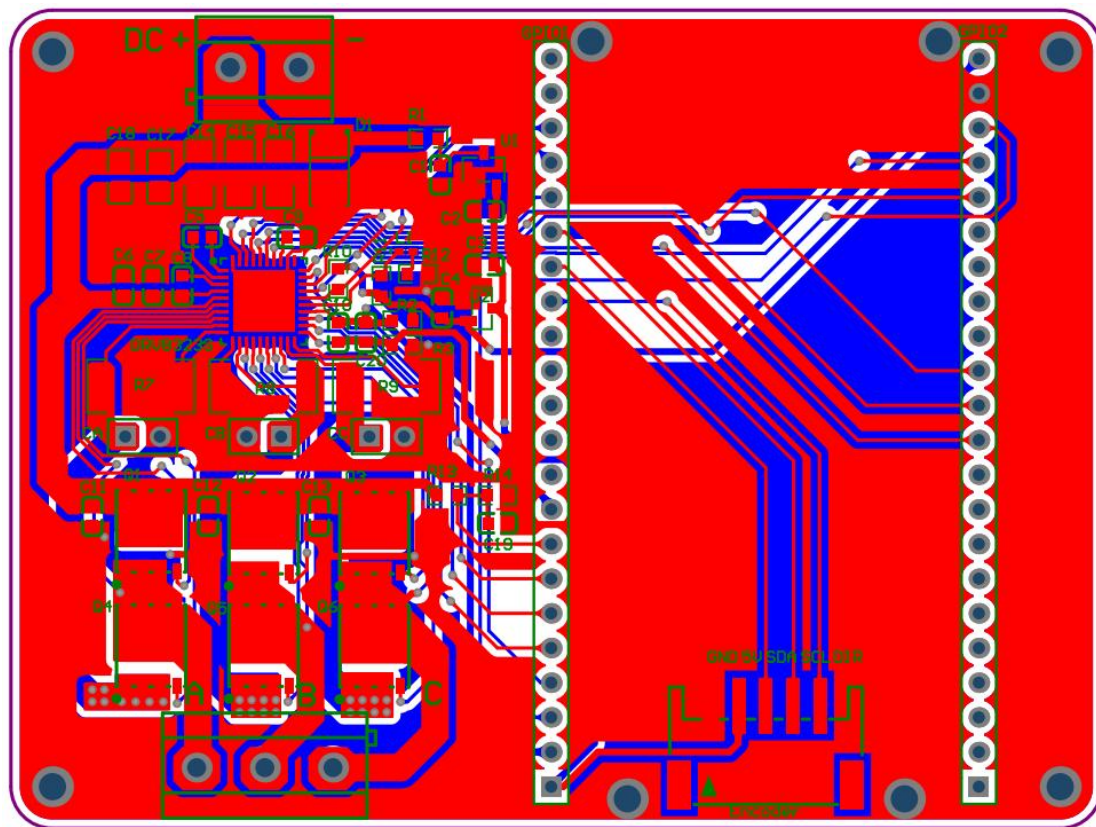


图 3.15 大功率驱动电路部分 PCB

3.6 本章小结

本章对必要器件进行了对比和计算，通过对比结果选定了本课题所需的芯片型号。在此基础上完成了原理图部分的设计，并根据任务要求及电磁兼容的知识进行了 PCB 的绘制。

第四章 软件算法部分设计与实现

4.1 STM32CubeMX 介绍及模式选择

STM32CubeMX 是 ST 官方发布的 STM32 图形化程序配置生成软件，其配置界面如图 4.1 所示。其主要作用是可以直观的配置 STM32 的时钟、GPIO、TIMER、SPI、IIC、ADC、CAN 通信等外设和寄存器的使用模式，并直接生成基于选定 STM32 版本对应 library 的工程文件和必要的头文件。可以在设置里选择生成对应的 Keil 工程文件，生成的工程都是基于 HAL 库的函数，是 ST 最新版本的程序架构。

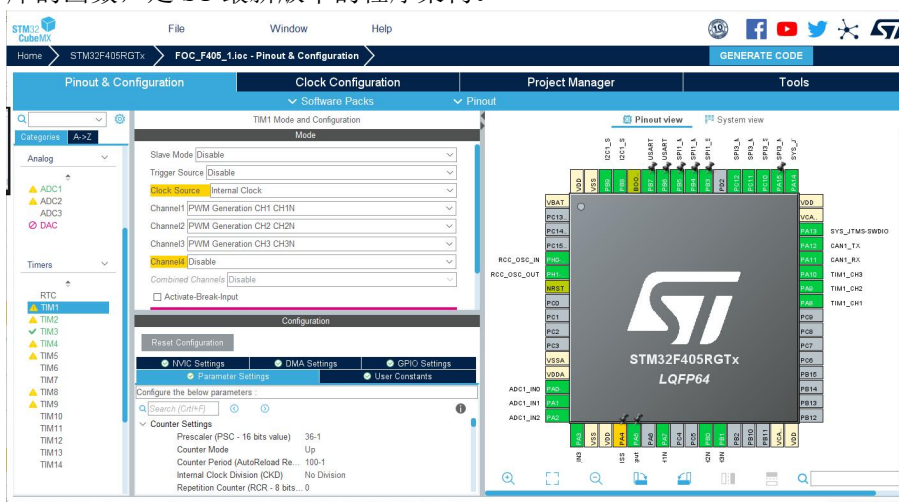


图 4.1 STM32CubeMX 配置界面

4.1.1 时钟配置

首先使用 STM32CubeMX 配置好时钟频率，因为设计时使用 8MHz 晶振，所以在输入频率（Input frequency）处填入 8MHz，输出模式选择高速时钟（HSE:High Speed Clock），首先经锁相环 PLL 进行一次 4 分频，再进行一次 72 倍频和一次 2 分频即可进入系统时钟环节，此时系统时钟 HCLK 为 72MHz。具体配置如图 4.2 所示。

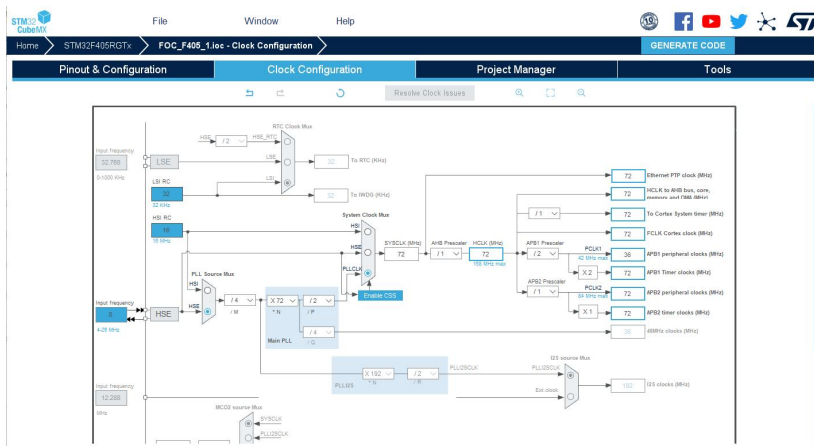


图 4.2 STM32 时钟配置

配置完时钟后，就可以在 System Core 里的 RCC 一栏中将高速时钟配置为外部晶振（Crystal/Ceramic Resonator）。时钟设置完成后，其他各设备频率就可以在其基础上进行计

算。

4.1.2 定时器 TIM 配置

完成时钟配置后就可以选择定时器的模式。本程序使用两个 TIM 定时器。首先是 TIM1，该定时器将用于输出 6 路 PWM。配置方式是先将时钟源选择为内部时钟 Internal Clock，即 72MHz 时钟频率。随后将 Channel1~Channel3 分别都选中 PWM Generation CH CHN，这样就实现了 6 路 PWM 输出的配置。预分频值设为 36，计数周期设为 100，这样将 72M 分频后即可得到频率为 20kHz 的定时器。最后还要将计数模式改为中央对其模式 1，这样才能使 TIM1 通道四输出的触发 ADC 的 PWM 与上三路同步。

控制算法还需要另外一个定时器 TIM2，该定时器用于电机的定时调节，调节周期为 1ms，并打开全局中断。

4.1.3 SPI、IIC 和 USART 接口配置

控制系统需要用到两个 SPI 接口，一个用来与 LCD 屏幕进行通讯，另一个用来配置驱动芯片 DRV8323S 的参数初始化。将 SPI 的模式改为“全双工主机模式(Full-Duplex Master)”。其与半双工的主要区别是前者允许两个方向往返的数据同时进行传输，后者则是一次仅允许单方向传输。传输波特率可以按它最大的 36Mbits/s 和 18Mbits/s 设置。开启 SPI1 和 SPI3 后相应引脚状态从 Reset_State 变为对应 SCK、MOSI 和 MISO 口。SPI 片选引脚 CS 选择的是管脚 PA15。

IIC 接口则是用作磁编码器 AS5600 的通信，在软件中开启 IIC 模式并选择 Fast Mode 快速模式。

USART 接口需要将模式选为异步模式 Asynchronous。

4.1.4 CAN 总线配置

首先在 Connectivity 中激活 CAN1，在参数配置中配置好后续用 USB 转 CAN 工具时配对使用的波特率，这里就设置的 500000bit/s 的波特率。配置预分频为 18，Time Quanta in Bit Segment1&2 分别设置为 1Time 和 2Times。最后在 NVIC Settings 中将 CAN1 全局接收中断 CAN1 RX0 interrupts 打开，优先级默认。

4.1.5 ADC 配置

ADC 有三种使用模式，第一种是查询模式，比较占 CPU 的资源；第二种是中断模式，相对比较常用的模式且不占用 CPU；第三种是 DMA 模式，即将采集的数据暂存储进一段固定的缓存空间中，更适合需要多通道采集的使用场景。配置方式先是选择要用的采样通道，电源和三相电流 4 个通道分别选择了 IN0~IN3，采样模式选择独立采样模式，IN0 设为规则采样通道，IN1~IN3 设为注入采样通道。由于注入通道不能使用 DMA 模式缓存，本课题使用中断方式。三相电流采样由通道 4PWM 上升沿事件触发，采样周期设为 15。最后开启 ADC 的全局中断。

4.2 CAN 通讯程序

4.2.1 CAN 通讯程序工作流程

CAN 通讯还需要加入 CAN 过滤器和数据回传程序。如果没有加入过滤器代码或是过滤器配置错误则无法接收通信数据。数据回传程序在主程序中添加，当上位机发送数据触发

CAN 中断后缓存数据并运行预设程序。CAN 总线程序的运行流程如图 4.3 所示。

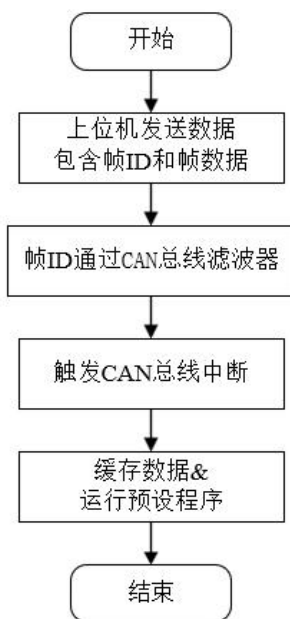


图 4.3 CAN 总线程序运行流程图

4.2.2 CAN 通讯程序编写

CAN 程序编写是基于 HAL 库生成时 CAN 总线头文件中定义的函数。如 CAN 总线过滤器的定义在“stm32f4xx_hal_can.h”文件中，从第 102 行定义的结构体开始，包括对标准帧、扩展帧 Id 的允许通过范围，过滤器和过滤器组的选择等。将通过范围设为 0x0000 即让所有 Id 都能被接收。CAN1 的过滤器组范围为 0~13，CAN2 的过滤器组范围为 14~27，如果选择错误则会无法正常接收。

主程序中设置 CAN 接收需要先定义接收数据的存储变量，同时定义“HAL_CAN_RxFifo0MsgPendingCallback”函数，此函数在库中为弱定义可以添加修改重新定义，在其中加入接收函数“HAL_CAN_GetRxMessage”。重定义的 CAN 接收逻辑如下，其中数据帧的第一位设置为符号位用来控制驱动电机的方向：

(1) 当接收到标准帧 ID 为 0x0201 的数据时，将其十六进制的数据帧计算成十进制的数据并记录在定义的给定转速变量中，同时开启 TIM2 定时器中断，关闭 TIM3&4 的定时器，根据此给定转速进行磁场定向控制 FOC 的转速环控制。

(2) 当接收到标准帧 ID 为 0x0202 的数据时，将其十六进制的数据帧计算成十进制的数据并记录在定义的给定位置变量中，并开启 TIM3 定时器中断，关闭 TIM2&4 的定时器，根据此给定转速进行磁场定向控制 FOC 的位置环控制。

(3) 当接收到标准帧 ID 为 0x0203 的数据时，将其十六进制的数据帧计算成十进制的数据并记录在定义的给定电流变量中，并开启 TIM4 定时器中断，关闭 TIM2&3 的定时器，根据此给定转速进行磁场定向控制 FOC 的电流环控制。

(4) 当接收到标准帧 ID 为 0x0204 的数据时，MCU 发出关闭电机驱动指令，使电机停转。

为了方便监测接收到的数据，同样在此启用了 LCD 屏幕。LCD 屏幕原例程基于库函数，

需要将 LCD 例程的函数定义头文件中最重要的串行数据写入函数 LCD_Writ_Bus 内部的 for 循环注释掉或直接删除，然后加入 SPI 发送函数“HAL_SPI_Transmit”，最后需要填入定义的寄存 SPI 传输数据的变量、数据类型、数据长度和延迟时间。定义的变量放在 LCD 的头文件中，使用“extern”来重复引用 HAL 库头文件中定义好的 SPI 数据寄存变量。

4.3 DRV8323S 电机驱动芯片配置

DRV8323S 驱动芯片使用前需要 MCU 通过 SPI 进行寄存器的预设和初始化。首先使用其头函数中的“initSPIInterface”函数，对使用的 SPI 管脚和使能 GPIO 进行初始化。

初始化后，首先配置控制寄存器(CR:Control Registers)中的驱动控制寄存器(DCR:Driver Control Register)。充电泵 UVLO 故障位填入 DIS_CPUV_EN 即为使能状态；门驱动故障位填入 DIS_GDF 即为门驱动故障使能；OTW_REP_DIS 即为 OTW 不在 nFAULT 或 FAULT 位上报告；PWM 输出模式位填入 PWM_MODE_6X 即为输出 6 路 PWM；PWM_1X_COM_SYNC 为采用同步的 PWM 整流模式；PWM_DIR 位是用于只输出 1 路 PWM 模式的所以可以填入 PWM_1X_DIR_0 即不启用；COAST 位为设定 MOSFET 的高阻态，不启用所以直接填入 0x0；BRAKE 只有在输出 1 路 PWM 时才启用，也直接填入 0x0；CLR_FLT 位为清除锁存的故障位，写入 0x1 自动清除^[24]。

然后配置 CR 寄存器中的门驱动 HS 寄存器（Gate Drive HS Register），第一位输入 LOCK_OFF 用来解除该寄存器的锁定^[24]。前面 3.3.4 提到经计算高侧 MOSFET 驱动电流区间为 654mA<IDRIVEP<1214mA，低侧 MOSFET 驱动电流区间为 254mA<IDRIVEN<459mA，所以参考数据手册预设挡位可设置 IDRIVEP=1000mA、IDRIVEN=380mA。

接着配置 CR 寄存器中的低侧门驱动 LS 寄存器（Gate Drive LS Register），第一位 CBC 位用来自动清除 VDS_OCP 和 SEN_OCP，输入 0x1 即可在 PWM 再次输入时将上述故障标志清除^[24]。之后两位低侧 MOSFET 驱动电流用前面设置的 IDRIVEP=1000mA、IDRIVEN=380mA 即可。

再然后是配置过流保护控制寄存器（OCPCR:OCP Control Register）。第一位用来设置电压监视器和保护器 VDS_OCP&SEN_OCP 的重复时间，保险起见设置为 4ms。第二位是输出控制 MOSFET 的死区时间，就设置为了较短的 50ns。第三位故障保护 OCP 模式就设为了 OCP_RETRY，即发生过流触发故障保护后会降低输出并尝试恢复。第四位为 OCP 抗尖峰脉冲（deglitch）时间，保险起见设为最高的 8us。第五位是设置过流保护监视器 VDS 的阈值，考虑到硬件设计最大应该能通过 7A 的电流，所以设置 VDS 为在大于 8A 的电流下跳闸。根据选用的 WSD75100DN56 75V N-Channel DFN5X6-8 Power MOSFET 数据表，在 150°C 时 RDS(on)值是 1.21 倍，在 VGS 为 10 V 时最大 RDS(on)值是 6.4 mΩ，即 RDS(on)在最坏的工作情况下值为 6.4mΩ。根据 DRV8323S 数据手册的公式可以计算 VDS_LEVEL^[24]：

$$V_{DS_OCP} > I_{max} \times R_{DS(on)max} \quad (4-1)$$

经计算 $V_{DS_OCP} > 0.0512V$ ，所以根据 DRV8323S 预设挡位，设 $VDS_LVL=0.06V$ 。

最后是电流检测放大器寄存器（CSACR:CSA Control Register）的配置。第一位是设置检测放大器正输入的引脚，根据设计的原理图设其为 SP 引脚，因此填入 CSA_FET_SP。第

二位是设置基准电压值是否分为原来的一半，因为需要与 MCU 的 3.3V 基准电压统一所以填入 VREF_DIV_1 保持原值。第三位是设置 VDS_OCP 监测电流的区间，按照原理图设计就选择了 SH 和 SP 引脚之间，此处原头文件没有定义名称，为了设置的更直观就添加了 LS_REF_SH_SP 这个定义。第四位是设置电流检测放大器的增益倍数，按照之前计算的至少大于 28 所以选择挡位为 40V/V。第五位是启用检测放大器的过流保护。第六、七、八位是设置是否对 SOA、SOB、SOC 进行偏移校准，为了稳定设为 CSA_CAL_OFFSET 即为启用，但启用的话每次起动前都要花 100s 等它校准。最后一位设置触发 SEN_OCP 过流保护的阈值，根据放大倍数 40 和 0.005Ω 的采样电阻可计算出在 5A 的情况下检测放大器输出电压应为 1V，因此设置挡位为 1V。

4.4 ADC 采样程序

ADC 采样模式使用的是多通道连续采样中断，ADC 采样的程序在 adc.c 的文件中编写。首先定义一个指针来存储采集到的 4 个通道的初始值，然后再定义 POWER、Ia、Ib 和 Ic 这四个变量来存储换算过的理论值，其中 POWER 为将对应采集到的数据乘 11，因为设计的电源分压电阻倍数为 1/11；Ia、Ib 和 Ic 则是根据电机驱动芯片的公式用参考电压的一半减去采集到的电压除以采样电阻值 0.005Ω 和电流放大倍数 40 的值，即可得到正负的电流数据。因为使用的下桥臂电阻的方案，要想精确采集三相电流最好要在三路下桥臂都导通的状态下采样。具体原理如图 4.4 所示，将定时器的输出 PWM 模式设为“中央对其模式 1”，使用与输出三路互补 PWM 的通道同一定时器（TIM1）的通道四输出另一路独立的 PWM 信号，利用它的上升沿来触发 ADC 采样。最准确的方式是在 SVPWM 判断扇区计算占空比的程序中一同计算这个 PWM 的占空比，计算时还要考虑 MOS 管的上升时间等参数，因为使用的是三电阻采样方案空窗时间较短，可以对采样占空比进行估计。此外，由于 TIM1 的通道 4 只能触发 ADC 的注入采样通道，因此三相电流的采样要使用注入采样的程序，与采集电源电压的程序分开编写。

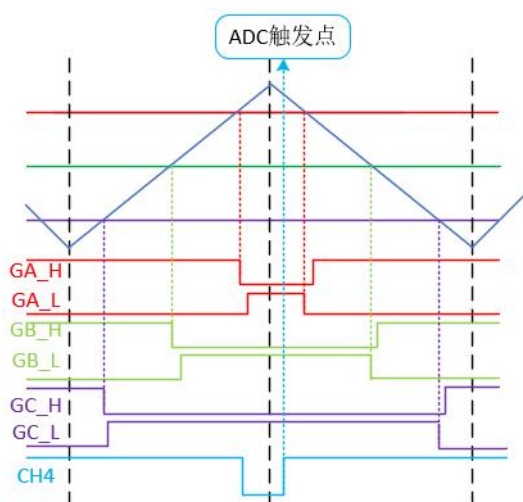


图 4.4 定时器通道 4 输出 PWM 触发采样

获取数据程序和换算过程是分别编写在重新定义的规则采样“HAL_ADC_ConvCpltCallback”和注入采样“HAL_ADCEx_InjectedConvCpltCallback”函

数中，它们同样也是弱定义函数。最后在主函数中加入“HAL_ADC_Start_IT”和“HAL_ADCEx_InjectedStart_IT”启用 ADC 中断。

4.5 磁场定向控制算法

主体部分编写前先定义必需的变量，需要缓存的变量值需要定义在后编写的浮点型函数的外部。主要用到的原理为图 2.5 所示的矢量控制系统框图，结合上面的 ADC 采样中断、CAN 总线通讯中断。算法运行流程和软件运行流程如图 4.6 和图 4.7 所示。

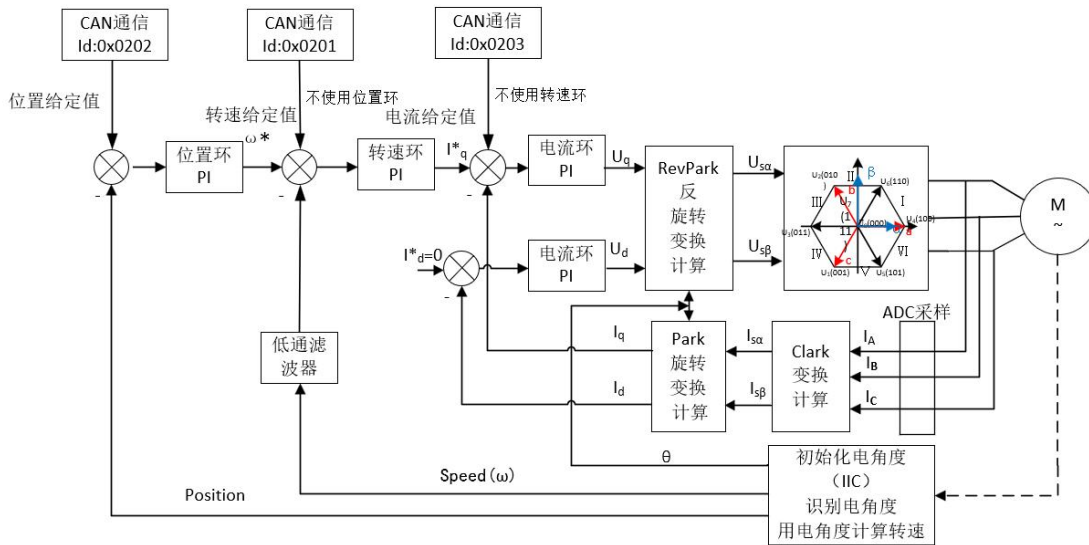


图 4.6 磁场定向控制算法程序工作流程

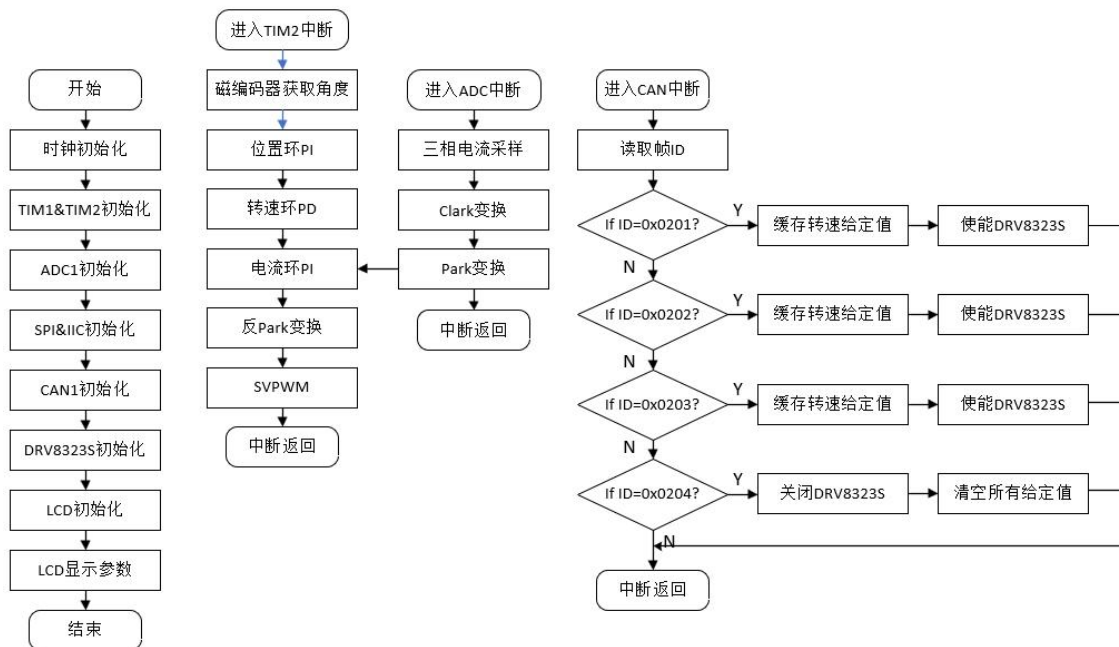


图 4.7 整体程序工作流程

4.5.1 FOC 主程序

首先根据 Clark 和 Park 变换的公式编写，原理是将矩阵形式的公式换算成恒等式，然后

按照行列式编入等价公式。FOC 系统内使用 I_a 、 I_b 、 I_c 和电角度来计算 dq 坐标电流 I_d 和 I_q ，为了方便计算和代入就将计算 I_d 和 I_q 的函数分开定义。其次变换中的电角度需要经过正则化保持在 $0\sim 2\pi$ 范围内。

之后是定义 FOC 的核心函数，其中包含通过电角度判断参考电压矢量所在的扇区及根据输入的 U_d 、 U_q 和电角度通过 Park 逆变换进行计算并输出 PWM。设计方法按照空间矢量脉宽调制的空间电压矢量图的六个工作区间，计算方式根据公式(1-13)，之后根据七段式 SVPWM 调制方式得到对应扇区的工作时间，第一扇区的顺序如图 4.8 所示。

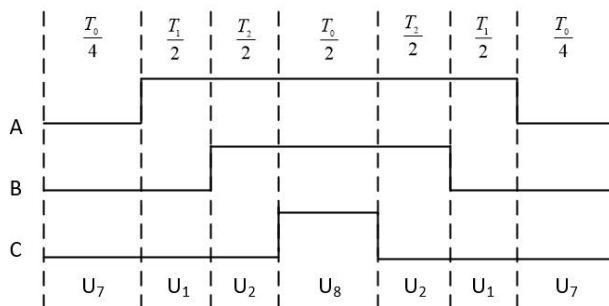


图 4.8 第一扇区相邻电压七段式工作时间

根据图 4.8，可得到 A、B、C 三相的工作时间为：

$$\left\{ \begin{array}{l} T_A = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \\ T_B = T_2 + \frac{T_0}{2} \\ T_C = \frac{T_0}{2} \end{array} \right. \quad (4-2)$$

其它扇区以此类推，将它们用 switch 语句逐条编写。按照计算参考电压矢量幅值的公式(1-13)计算相邻电压的工作时间及参考电压的值，同时需要限定参考电压矢量幅值在 $\pm\sqrt{3}/3$ 范围内。最后加入 Park 逆变换公式，并将缓存计算的 ABC 三相桥臂切换时间的值作为占空比与 3 组 6 路 PWM 比较即可实现 FOC 的核心函数。

4.5.2 控制环 PID

定义完 FOC 的核心部分，就需要设计三个控制环节了。首先是电流环，电流环由于需要用到 ADC 采样，缓存采集到的变量名称定义在“adc.c”文件中，同时定义好四个固定名称的变量用来存储按照设定的采样电阻和增益倍数换算后的电流值和电源电压值。因为计算时要用到定时器，所以就需要将计算电流环的程序编写在 TIM 中断文件“stm32f4xx_it.c”中。先在开头将要调用的函数进行声明，除了 FOC 函数、AS5600 例程中的以外还包括专门新建的运行 PID 的文件中的函数。然后定义给定 I_q 和 I_d 的变量，其中直接给定 $I_d=0$ 。最后调用外部 ADC 文件中计算好的 I_a 、 I_b 、 I_c ，结合 AS5600 测出的电角度用 FOC 中计算 I_d 和 I_q 的程序及 PID.c 中电流环的 PID 函数构成电流环。PID 部分一般只需要使用到 PI 环节，参数方面由于是运行在硬件上所以只要填入参数如 $K_p=1$ ， $K_i=0.1$ 来让 PI 环节开始工作就能得到比较明显的效果，要使系统更加稳定则需要继续调试。

4.5.3 低通滤波算法

由于磁编码器采样的角度数据会一直更新，不转动时也能得到不同数值，这些连续的参

数绘制出来就是带有毛刺的充满噪声的波形，此时可以用低通滤波器将这些噪声过滤掉。RC 低通滤波器拓扑图如图 4.8 所示。

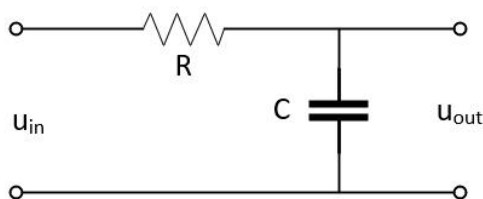


图 4.8 RC 低通滤波器拓扑图

根据图 4.6 可以得到低通滤波器的数学模型：

$$RC \frac{du_{out}}{dt} + u_{out} = u_{in} \quad (4-2)$$

离散之后可以得到：

$$Y(n) = A \cdot X(n) + (1 - A)Y(n-1) \quad (4-3)$$

而滤波系数与截止频率的关系：

$$A = \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi T f}} \quad (4-4)$$

经计算可得到滤波系数 $A=0.9$ ，将其写成程序代入 PID 控制。

4.6 本章小结

本章首先介绍了使用的配置寄存器的软件，并详细说明了使用 SPI、I2C、CAN、ADC 等外设的模式和分频设置。之后对重要的函数程序进行了说明，解释了程序和算法的原理和实现方式。具体的程序记录在附录中。

第五章 硬件测试

5.1 硬件展示

其中主控部分修改成带排母的可直接使用引出引脚的屏幕的电路,因为后来发现插接式 LCD 屏幕非常脆弱,反复弯折几次内部引脚就会断开使屏幕报废,直接使用带引脚的屏幕可以避免这个问题。最终主控电路焊接完成图如图 5.1 所示。

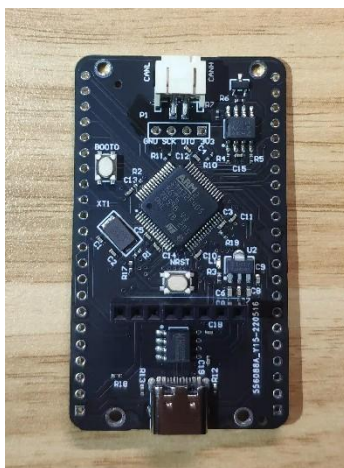


图 5.1 主控电路板成品

电机驱动板供电电路没有问题,上电时两个 LDO 芯片温度基本没有什么变化,电压也都分别稳定在了 5.01V 和 3.32V 左右。最终驱动电路焊接完成图如图 5.2 所示。调试主控程序过程中, PW8600A_5V 线性稳压芯片忽然冒烟了且有糊味,怀疑是 5V 电源接口接触不良,亦或者是因为编码器接口的 GND 线和 5V 线发生了误触,以后绘制电路时还是尽量将两线分开布置。另外 STM32 有几个引脚如 PA15 由于具有特殊的功能,初始化就是默认输出 3.3V,需要在库函数中重新声明或在 HAL 库中将其功能设为 Output Low。



图 5.2 驱动电路板成品

5.2 CAN 通讯调试

调试所使用的软件为 USB 转 CAN 通信工具配套的软件,事实上这个软件还是从众多 CAN 调试软件中试出来的。使用方式是点开让其自动搜索,自动选定好 COM 号后点击 AT

指令模式，进入后设置好与 MCU 的 CAN 外设相同的波特率即完成初始化配置。

为了方便上传位数较多的数，发送的数据帧是将十六进制数拆开的形式。比如第一行发送的数据帧“00 01 03 08 08”就是代表十进制数 5000 的十六进制形式 1388，单位为转速 r/min。因为之后计算转速环时使用的单位是弧度 rad/s，所以要乘上 $\frac{2\pi}{60}$ 来换算，即约为 523rad/s，而如图 5.3 所示实际接收到的值也确实是这个数。

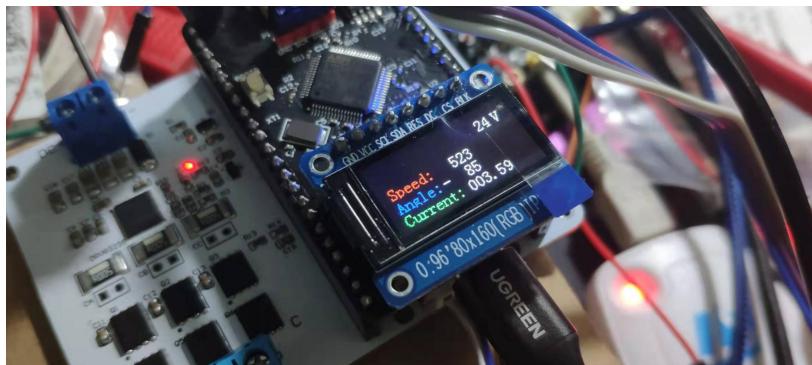


图 5.3 CAN 总线通信调试

5.3 磁编码器测试

首先启用 IIC 接口，将焊好线的磁编码器插入板子预设的接口。在程序中启用 LCD 的 SPI，将实时的角度数值用 LCD 屏幕显示出来。初始值与电机旋转角度有误差，经计算该误差倍数为 56 倍，因此将 AS5600 采集到的参数乘以 56 即为电机实时的机械角度。FOC 计算时需要用到电角度，该值为机械角度乘以电机的极对数。本课题使用电机极对数为 14，所以这里电角度为机械角度乘以 14。

5.4 电机开环测试

5.4.1 占空比控制电机旋转

首先给使能电机驱动芯片的 MCU 管脚高电平，然后初始化配置好的电机启动芯片参数。在程序中调用“_HAL_TIM_SET_COMPARE”函数设置 PWM 占空比，在 while 循环中加入“A1;B0;C0;A0;B1;C0;A0;B0;C1”，中间用 HAL_Delay 延时函数来让电机开始旋转。上传程序后，接通电源按下复位键后，此时电机开始旋转，如图 5.4 所示。



图 5.4 电机开环测试

此时电机旋转时伴随较大振动，万用表测量输出端电压约为 24V。

5.4.2 开环转速控制

首先给使能电机驱动芯片的 MCU 管脚高电平，然后初始化配置好的电机启动芯片参数。在程序中启用 FOC 的 SVPWM 和反 Park 变换模型，给定一个 U_q 电压如“5”来让电机旋转。上传程序后，打开数字电源，按下复位键，此时电机开始旋转，伴随较小振动，比直接 PWM 控制效果好一些。

5.4.3 开环力矩控制

在程序中启用 FOC 的 SVPWM 和反 Park 变换模型，给定一个 U_q 电压，再给定一个固定角度如“0”来让电机输出力矩。上传程序后，打开数字电源，按下复位键，此时电机需要用力才能转动。

5.5 ADC 电流采样测试

因为要使用 TIM1 的通道 4 输出 PWM 来触发 ADC 注入通道的采样，因此除了如 4.4 中提到的重定义 ADC 中断回传函数以外，还要在主函数中加入开启通道 4PWM 和设置其占空比的函数。占空比的参数是通过变量模拟示波器软件“Keil Array Visualization”查看效果来比较和验证的，如图 5.5 和 5.6 所示，其中 x 轴单位为 $0.2\mu\text{s}$ ，y 轴单位为安培 A，由于绘制的点频率不高所以不够平滑。通过图 5.5 在 q 轴电压给定值为 2 而触发 ADC 占空比为 70% 时，采样 I_c 得到的电流存在缺失的情况。而在触发 ADC 占空比在一个比较合适的值时，就能够得到如图 5.6 一样相对完整的采样值。

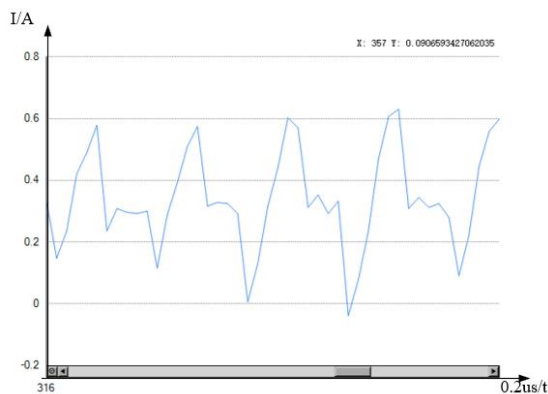


图 5.5 触发 ADC 占空比为 70% 时 I_c 采样电流
(q 轴电压给定值为 2)

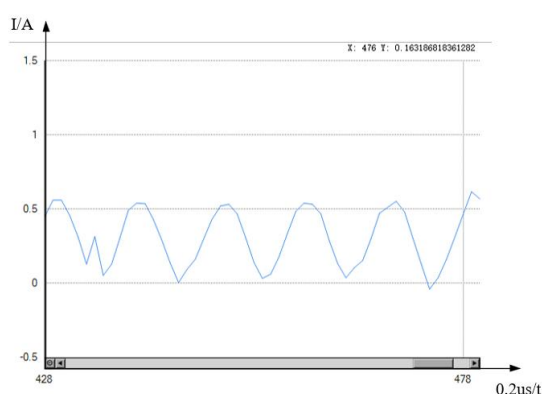


图 5.6 触发 ADC 占空比为 95% 时 I_c 采样电流
(q 轴电压给定值为 2)

5.6 电机闭环测试

5.6.1 单转速环控制

无感电机转速闭环控制需要通过电流环来估算电角度，使用磁编码器可以直接获得实时的机械角度及电角度，因此可以直接用磁编码器进行转速环控制。在开始转速环之前还要进行电角度归 0 操作。前面提到转速闭环控制的计算是在 TIM2 定时器中以 1ms 的周期进行的，同样的检测电角度的程序也要在定时器中进行，一是可以同步计算，二是在 while 循环中使用时会受到 LCD 刷新数据程序的延时的影响。程序编译通过后，就要进行 PID 参数的控制

了。其中增加比例部分 P 的作用可以加快系统调节速度到给定值的速度，但比例作用过大又会使超调量增大，使系统不稳定，此时就需要引入积分的使用。积分部分 I 的作用是消除稳态误差，只要有误差在，积分都会一直起作用，直至消除误差。微分部分 D 的作用是根据误差变化的趋势进行调节，如果误差处于增大的趋势，则微分作用会增强，反之则减弱。此处的 PID 使用的是并联型，其各环节的参数都可独立作用，经测试单转速环使用 PD 进行调节效果较好。

最后经过调试 PD，得到了相对稳定的控制效果，其中 $K_p=0.04$ ， $K_d=0.0001$ ，总输出限幅设为 10。调试结果如图 5.7 所示，在转速设为 9.56r/min 时，电机转速能控制在约为 9.68r/min 附近。且在较高速如 400r/min 运行时几乎没有振动，甚至可以直接放在桌子上运行。



图 5.7 电机转速闭环低速测试

5.6.2 位置环控制

位置环是嵌套在转速环的外围运行，即给定角度后经角度 PI 转换成转速来驱动电机到达相应位置，转速环的 PI 按照前面调试的参数设置，在其基础上进行角度环 PI 参数的调试。为了方便调试和对比，位置环的计算在 TIM3 定时器中同样以 1ms 的周期进行，查看参数方式同样采样 LCD 显示的方式。位置环因为是在转速环的基础上运行的，所以一般只需要使用比例调节来将给定角度变换成相应的速度来给速度环控制旋转，到达指定位置后停止作用，直到有外力的影响再重新作用。最后在设定 K_p 约为 0.02 时，设定角度为 60° ，按下 RESET 键，电机先进行电角度归零，然后瞬间到达指定位置，如图 5.8 和 5.9 所示，误差约为 3° 。

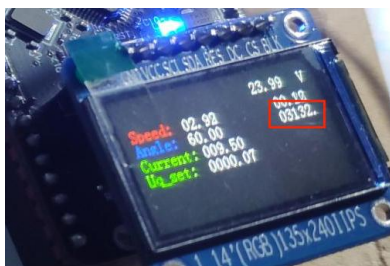


图 5.8 电机角度闭环测试运行前

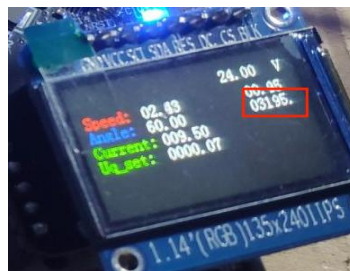


图 5.9 电机角度闭环测试运行后

5.6.3 电流环控制

电流环是将采集到的三相电流经过 Clark 和 Park 变换为旋转 dq 坐标系电流作为反馈的控制环，可以直接控制电机输出的力矩。电流环的控制仅用 PI 部分即可，经过调试后在 q 轴 $K_p=0.7$ ， $K_i=0.008$ 时，可以快速稳定在给定值；在 d 轴 $K_p=0.01$ 时，d 轴电压基本控制在小数点后两位左右。

给定力矩为 2 的情况下，电机启动后能迅速达到预设值附近并稳定一段时间，且 d 轴电压经 PI 调节后能稳定在小数点后几位，如图 5.10 所示。上位机通过 CAN 发送给定 q 轴电压为 2 时，电机开始旋转。接着给定值为 5 时，电机快速到达对应力矩的输出。最后再次给定 q 轴电压为 2 时，电机立刻降到一开始的速度，至此电流环控制效果基本实现。



图 5.10 单电流环控制

5.7 本章小结

本章首先对程序的可行性进行了测试，调试中发现了 SPI 全双工对 I2C 通讯的影响及 PID 程序中的问题，还排除了中断程序触发的函数使用错误的问题。解决了程序上的冲突后，就开始进行 PID 参数的调试。，完成了单转速环的调试、位置环嵌套转速环的调试、单电流环的调试以及 CAN 通讯控制电机旋转的调试，完成了任务书中的最终目标，并将调试过程和 PI 参数记录了下来。

第六章 结论与展望

经过这几个月对本课题的研究,进行了永磁同步电机数学模型到磁场定向控制数学模型的推导,硬件电路设计的整体逻辑和可能遇到的问题,以及从公式转换成程序的方法和语法问题等。同时也基本知道了如何使用新器件和方案,如根据硬件数据手册的描述和推荐示例进行电路器件的选型和设计,通过了解程序库头文件中定义的函数来学习其工作原理及如何使用。此外还将设计、焊接和调试中遇到的问题尽可能记录了下来并提出了解决方案或可能有效的方案。设计原理图时,逆变电路用到了电力电子技术中学到的知识,MCU 和电流运算放大器等部分用到了数字电子技术和模拟电子技术中学到的基本原理。绘制 PCB 用到了电磁兼容技术及多次课程设计中积累的经验。电机的参数分析涉及到了电机与拖动,其磁场定向控制算法及 PID 控制是在电力拖动自动控制系统和自动控制原理中学到的。STM32 程序的编写和调试则用到了单片机课程中学到的基本思想和学习方式。

绘制 PCB 时,第一版驱动电路没有考虑到电流载流量的问题,经过指导老师提醒后进行了计算并改为符合任务书要求功率下的电流载流量的电源线宽度。而第一版主控部分也没有考虑到插接式 LCD 屏幕的焊接难度及屏幕的脆弱,重新修改加打板又多花费了不少时间。焊接时,刚开始用热风枪焊接 MCU 芯片时不知道容易虚焊,直到连接串口下载时识别不到芯片且通电发热严重才意识到问题。之后听从指导老师建议改用烙铁头才成功,但整个过程也是经过多次失败。不过最后从工作量和成本上来看,将主控和驱动电路分开设计是正确的。

调试 LCD 程序时,发现理应上电就点亮的屏幕没有反应。通过使用万用表排查才发现是设定为 SPI 片选 CS 的管脚输出为高电平,此时该设备不会正常通信。搜索资料后了解到 STM32 一些有特殊作用的引脚是默认输出高电平的,就比如用来当作 CS 引脚的 PA15,因为其 JTAG 的功能而默认输出 3.3V。该问题库函数的解决方法是在 GPIO 初始化中添加修改该引脚的输出来复用,而 HAL 库中直接设其为输出低电平即可。

测试磁编码器通过 I2C 高速模式接收数据时,第一次运行在 while 循环中,但发现无法正常读取数据,之后经过排查发现将循环中的 LCD 显示程序去掉就可以正常读取。为了能同时使用 LCD 功能,就将磁编码器程序放入 TIM2 中断中运行,但奇怪的是编译完上传 MCU 后整个程序无法运行,最后尝试将 LCD 的 SPI 全双工改为了半双工就可以正常运行了。

调试 PID 参数时,发现电流环无法稳定在 q 轴给定小于 2 的情况下,而调节比例参数也没有效果。后来给积分加了个限幅发现减小比例部分的作用开始有明显效果了,因此认定是积分环节的问题。之后将 d 轴电压限幅值注释掉后发现 d 轴值仍为限幅值,这才发现可能是限幅后积分变量没有清零的问题。最后将限幅函数换了种更简洁的写法就解决了。

虽然最后的效果仍有一些瑕疵,但也会在接下来的时间继续学习和完善。如果 PID 控制调试的更稳定,所选用的电机和编写的程序可以进行极低转速的精确控制,但由于前面提到的直流无刷电机磁芯的特性,在极低转速下无法实现精确控制,会由于齿槽转矩的存在而发生跳变。有人提出过几种解决方案,第一种的原理是记录能使电机低速转动每个角度的 PWM 占空比,第二种是根据电机参数用程序绘制出其齿槽转矩并减去该部分^[25],还有一种较简单且效果差一些的是在控制中加入前馈,但这些方法真正做起来都很麻烦,希望有朝一日能做到。

结束语

首先由衷的感谢辅导老师，不仅根据经验提出了很多建议，使我受益匪浅少走了一些弯路，帮助我完成了硬件电路的设计，同时也让我相对愉快的度过了本科生涯结束前最后一段时光。此外也要感谢大学四年教过我的所有老师，没有他们传授的知识和学习方法，我更不可能做到现在这个程度。我还要感谢学校的领导，没有他们提供的奖学金我根本没有能力准备足以完成和调试硬件的工具。未来应该依旧会向着硬件的道路继续深造，因为想做出一些真正的有意义的东西，所以这个题目的结束代表着未来新的开始，我会带着热情和求知欲继续学习下去。

参考文献

- [1]苏潮,吴洪德,陈庆武,等. 基于 STM32 单片机的 PMSM 伺服系统设计[J]. 机电工程技术,2021,50(06):165-168.
- [2]何保营,邓渊,何大伟,等. 电机驱动操动机构永磁同步电机矢量控制策略[J]. 微电机,2019,52(03):62-68.
- [3]黄英华,岳生伟. 基于 STM32 控制器的永磁同步电机控制系统研究[J]. 电子设计工程,2021,29(14):101-105.
- [4]宋辉. 基于 CAN 总线分布式伺服系统研究[J]. 舰船科学技术,2018,40(21):144-147.
- [5]秦学珍,高童迪. 基于 STM32 的 CAN 总线生产车间环境检测系统的构建和实现[J]. 电子世界,2020,(23):45-46.
- [6]金宁治,李光一,刘金凤,等. 内置式永磁同步电机自抗扰-无源控制策略[J]. 电机与控制学报,2020,24(12):35-42.
- [7]郑大伟,苗敬利,周重霞. 永磁同步电机调速系统混合滑模控制算法[J]. 控制工程,2020,27(06):997-1003.
- [8]Gao, Y. & Y. Gao. Research of PMSM Fuzzy Direct Torque Control Based on Sliding Mode Observer[C]. International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), IEEE: Piscataway, NJ, 2017: 17-21.
- [9]Nicola, C. I. & M. Nicola, et al. Identification and Sensorless Control of PMSM Using FOC Strategy and Implementation in Embedded System[C]. 2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIEMEN), IEEE: Piscataway, NJ, 2019: 1-6.
- [10]Wang, H. PMSM parameter identification motor test system framework based on virtual instrument technology[J]. Int J Mechatron Appl Mech, 2018, 4: 180-187.
- [11]侯利民,申鹤松,李蕴倬,等. 永磁同步电机调速系统的非线性鲁棒滑模控制[J]. 电机与控制学报,2020,24(06):143-152.
- [12]Liu B. Speed control for permanent magnet synchronous motor based on an improved extended state observer[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10(1): 1-12.
- [13]滕青芳,崔宏伟,朱建国,等. 基于无电流传感器的永磁同步电机系统模型预测控制[J]. 电机与控制学报,2019,23(05):119-128.
- [14]Suryakant & M. Sreejeth, et al. Performance Analysis of PMSM Drive using Hysteresis Current Controller and PWM Current Controller[C]. 2018 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), IEEE: Piscataway, NJ, 2018: 1-5.
- [15]张勇,程小华. 无刷直流电机与永磁同步电机的比较研究[J]. 微电机,2014,47(04):86-89.
- [16]何比干. 基于安全转矩取消 (STO) 和矢量控制 (FOC) 的电梯主动安全技术研究[J]. 机电信息,2021,(11):13-15+18.
- [17]唐百胜,蒋鸿翔,朱娜,王媛媛. 基于永磁无刷电机磁场定向控制的平台伺服控制设计[J]. 导航与控制,2017,16(05):76-80.

- [18]Yu, L.& C. Wang, et al. Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM[C]. 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC), IEEE: Piscataway, NJ, 2017: 7407-7411.
- [19]贾宁,程瑶,田又源. 基于电流前馈的电动汽车永磁同步电机矢量控制[J]. 国外电子测量技术,2021,40(12):61-66.
- [20]刘振鹏. CAN 总线在嵌入式技术应用开发赛项中的工作方式分析[J]. 工业控制计算机,2021,34(12):110-111.
- [21]张海春,姜荣帅,王颀,鲁赵骏,刘政林. 基于熵的车载 CAN 总线异常检测研究[J]. 汽车工程,2021,43(10):1543-1548.
- [22]梁芳萍,曹广忠,赵磊,孙俊缔,胡勇,王芸. 磁编码器技术现状及发展研究[J]. 自动化仪表,2021,42(08):1-6+12.
- [23]张修太,翟亚芳,赵建周. 基于 STM32 的无刷直流电机控制器硬件电路设计及实验研究[J]. 电子器件,2018,41(01):141-144.
- [24]Texas Instruments. DRV832x 6 to 60-V Three-Phase Smart Gate Driver[EB/OL]. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8323r.pdf?ts=1654577609501&ref_url=https%253A%252F%252F%252F, 2021-05-31/2022-05-16.
- [25]Piccoli,M. & M.Yim. Anticogging: Torque Ripple Suppression, Modeling, and Parameter Selection[J]. The International journal of robotics research, 2016, 35(1-3): 148-160.