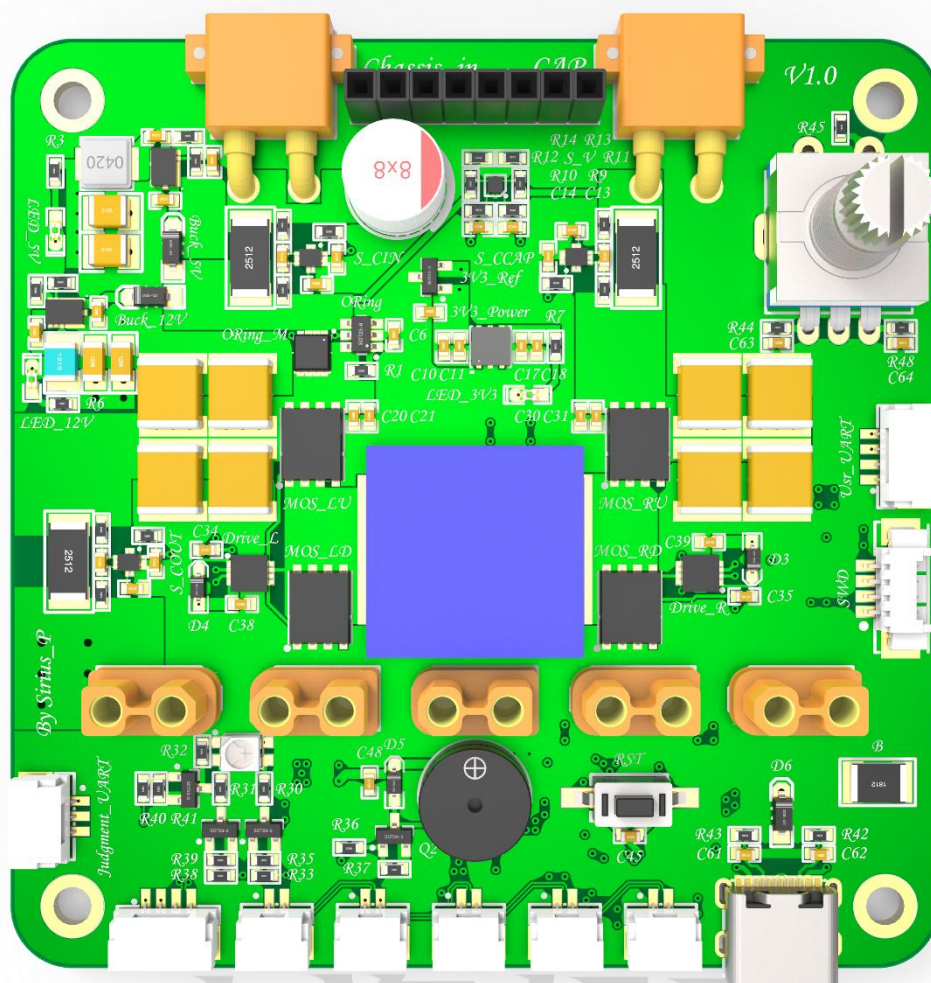


基于 STM32G474 的超级电容控制器



山海机甲
SHANHAIJIJIA

技术研发：潘璇岳

报告撰写：潘璇岳

指导老师：



河北工业大学
HEBEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

ROBOMASTER

二〇二三年四月二十九日

摘要

针对 Robomaster 赛事中限制兵种底盘功率的规则，本战队制作了一款能够自动控制底盘输出功率，并合理利用输出功率的超级电容控制器。本设计中的硬件部分主要由一个双向 BUCK-BOOST 变换器及其控制电路构成。包括微控制单元（MCU）、信号采样电路、主拓扑结构及 MOS 驱动电路、辅助电源电路、传感器电路等。由 MCU 控制输出两路宽度调制的脉冲信号（PWM）来控制 H 桥中各个 MOS 管导通时间的变化；同时，信号采样电路对输出和输出信号进行采样，并将其传输给 MCU 来调节系统。系统主要通过 PID 算法来控制功率、电流以及电压的闭环，更新频率高达 200kHz。经调试，本系统可以根据输出电压，自动变换工作的拓扑，在 buck 和 buck-boost 工作模式中自由切换，并且在各种情况下都保证输入功率稳定，最大功率输出可达到 300W。

关键词：超级电容控制器；DC-DC 变换器；PID 算法；

Abstract

In response to the Robomaster competition's rule that limits the power of certain chassis types, our team has developed a controller that can automatically regulate the output power of the chassis and make efficient use of a supercapacitor. The hardware component of this design primarily consists of a bidirectional buck-boost converter and its control circuitry, including a microcontroller unit, signal sampling circuit, main topology structure and MOS driver circuit, auxiliary power circuit, and sensor circuit. The MCU controls the pulse width modulation (PWM) signals that modulate the on-time of each MOS in the H-bridge to regulate the output power. At the same time, the signal sampling circuit samples the output and output signals and transmits them to the MCU to adjust the system. The system mainly employs a closed-loop PID algorithm to control power, current, and voltage. Through debugging, the system can automatically switch between buck and buck-boost modes according to the output voltage and ensure stable input power in various situations. The maximum power output can reach 300W.

Keywords: super capacitor controller; DC-DC converters; PID algorithm

| | |
|-----------------------------|-----------|
| 基于 STM32G474 的超级电容控制器 | 1 |
| 1 方案论证 | 4 |
| 1.1 主控单元的比较与选择 | 4 |
| 1.2 功率检测方式的比较与选择 | 5 |
| 1.3 系统电路的比较与选择 | 5 |
| 1.4 方案描述 | 8 |
| 2 理论分析与计算 | 9 |
| 2.1 DC-DC 变换器提高效率的方法 | 9 |
| 2.2 BUCK-BOOST 控制策略 | 9 |
| 3 电路与程序设计 | 11 |
| 3.1 DC-DC 变换器主电路与器件选择 | 11 |
| 3.1.1 DC-DC 变换器主电路设计 | 11 |
| 3.1.2 驱动电路及 MOSFET | 12 |
| 3.2 信号采样电路 | 12 |
| 3.3 G474 主控电路设计 | 14 |
| 3.4 超级电容均压电路设计 | 17 |
| 3.5 控制电路与控制程序 | 19 |
| 3.5.1 控制原理及数据通路图 | 19 |
| 3.5.2 程序框架讲解 | 20 |
| 3.6 测试方案及测试条件 | 23 |
| 3.7 测试结果记录 | 23 |
| 3.8 测试结果分析 | 23 |
| 4 使用手册说明与注意事项 | 24 |
| 4.1 使用手册说明 | 24 |
| 4.2 注意事项 | 24 |
| 4.2.1 软件方面注意事项 | 24 |
| 4.2.2 硬件方面注意事项 | 26 |
| 5 总结与展望 | 27 |
| 一些随笔&致谢 | 28 |
| 附件 | 31 |
| 附 1: 元器件明细表 | 31 |
| 附 2: 仪器设备清单 | 31 |
| 附 3: 电路图图纸 | 32 |
| 附 4: PCB 图 | 34 |
| 附 5: 测量数据 | 35 |

1 方案论证

超级电容控制器的硬件主要由一个双向 BUCK-BOOST 变换器构成，裁判系统功率输入经过理想二极管后与双向 BUCK-BOOST 变换器并联，最后能够与电容放电回路一起输出功率到负载上。通过改变双向 BUCK-BOOST 中左侧与右侧上管 MOS 给电感的充电时间，可以实现电流正反向的控制。在系统的调控下，无论输出负载功率如何变化，裁判系统输入功率、能量缓冲仍符合规则要求，保持稳定。

1.1 主控单元的比较与选择

方案一：选择数字电源主流方案，使用 TI 旗下的 DSP 芯片作为数字电源控制器，如 TMS320F280x 系列、TMS320F2801x 系列，还有可输出 16 通道高精度 PWM 的 DSP 处理器 TMS320F28044。这些 DSP 处理器开发需要专有的 IDE 并要熟悉其独特的开发方式，学习成本较高，可能使得工程开发周期较长。

方案二：采用 STM32G4 系列。该系列单片机拥有 5 个能达到 4Msps 的 12bit ADC 外设，外设中使用了专门的加法器电路来实现硬件过采样功能，可以在很大程度上减轻 CPU 负担，在 ADC 过采样工作模式中可达到 16bit 的精度；有 6 个片上的高速、高增益带宽运算放大器；7 个能达到 1Msps 的 12 位 DAC（内部输出的话可以达到 15Msps），满足了超级电容控制器需要精准测量电压电流的需求，同时其 170MHz 的较高主频能有效的提高环路的控制频率。

其 HRTIM（高分辨率和复杂波形生成器）外设拥有 6 个独立的 16 位计数器，该计数器最高能达到 184 ps 的精度，可以生成互补 PWM 波并带有死区控制功能，满足了双向 BUCK-BOOST 变换器要精准控制 MOS 管导通时间的需求。

同时其拥有的 FMAC（数学滤波加速器）外设能够使得 FIR 滤波器或者 IIR 滤波器的计算完全独立于 CPU，能实现较好的滤波性能同时降低 CPU 的算力开销。

但是其价格在贸泽上一片需要 100 多元（2022.12.18，现在淘宝一片也就 40 出头），实现批量生产成本较高。

方案三：采用 STM32F3 系列。该系列单片机具有超快速比较器（25 ns）和可编程增益的运算放大器。12 位 DAC 以及超快速 12 位 ADC，每通道每秒 5 MSPS（每秒百万次采样），该系列芯片主频为 72MHz，比 G4 系列的一半还少。虽然其基本满足了超级电容控制器需要精准测量电压电流的需求，但是在代码实现中较多的计算将会降低系统的实时性。

其拥有的 144 MHz 高级 16 位脉宽调制定时器（分辨率 <7ns），可以用于生成互补 PWM 波并带有死区控制功能，也基本满足了双向 BUCK-BOOST 变换器要精准控制 MOS 管的需求。

综上所述，选择方案二。

1.2 功率检测方式的比较与选择

方案一：**数字电流/功率监控器**。使用如 INA231 等数字电流/功率监控器，可以通过一个芯片同时实现双向电流、节点电压以及功率的采集，从而获得校准级别的测量精度以及超低温漂。这类芯片大多使用 I^2C 通信协议与 MCU 进行数据传输，它在采集完电压电流数值的同时，能通过内部硬件电路完成功率的计算，并且能直接将该功率数据通过 I^2C 接口传输给 MCU，能够节省很大一部分的算力开销。同时，这类芯片也可以通过 I^2C 的配置通过内部硬件电路完成各个采样值的取平均（等效于低通滤波），也可以编程一个警报阈值，直接通过一个引脚的高低电平来判断功率是否超过设定值。上述的这些功能在设计上能够将大部分采样、计算与滤波这些本来应该在 MCU 上完成的功能在传感器芯片上完成，这将能够极大的解放 CPU 的算力，使得系统的响应速度能够更上一层楼，或者能够将多余的算力来完成其它功能的设计。尽管如此，这类传感器芯片有几个致命的缺点：1. 笔者遍历了 ADI 和 TI 公司的此类芯片，他们的采样频率基本都不能超过 30kHz，再算上滤波对于采样频率的开销，根据采样定理可得系统的控制频率也不能超过 30kHz；2. 此类芯片一般价格高昂，对于我们这种经济实力不怎么强的战队来说是一个很大的负担。

方案二：**运放采样电流电压**。通过采样电阻加差模放大器的经典电流采样电路来实现电流采样。这样的方案相对于上面的方案来说，需要自己编写程序计算功率，同时还要设计好运放的外部电路。运放采样对于 MCU 来说，在运放端和 MCU 的模拟端均需要一个足够精准且电流能够快速变化的基准电压源，对于电路设计来说也就需要一个额外的基准电压源电路，如果想要采样双向电流的话又要额外需要一个独立的电源电压来提供基准电压，这将使得设计进一步复杂。不过可以通过加一路输出电流采样，通过输入减输出的方式来计算反向电流的方法来简化设计以及成本。相对于方案一来说，方案二中使用的运放芯片成本较低。

综上所述，选择方案二。

1.3 系统电路的比较与选择

方案一：**裁判系统与电容通过功率路径管理后向底盘供电**

当底盘所需功率小于裁判系统所能提供的最大功率时，裁判系统的功率路径被选中打开，电容组升压的功率路径被关闭，同时，根据官方主控传回的实时输出功率，数字同步 BUCK 模块可以精确设定给电容组充电的功率（即电流）。当底盘所需功率大于裁判系统所能提供的最大功率时，裁判系统的功率路径被关闭，电容组升压的功率路径被选中打开，同时，

数字同步 BUCK 模块将裁判系统所能提供的最大功率全给电容充电，电容组通过自主设计的具有恒压功能的 LM5122 升压模块，向底盘供电，从而保证输出电压恒定，不会烧掉电调或低压保护。同时数字同步 BUCK 电源可以精确设定给电容充电的功率，利于实现功率闭环。

功率路径管理是由每路电源串联背对背 NMOS 开关，通过 LM5060 功率控制器实现主动式功率路径管理，实现主动切换输出电路。而输入功率检测是通过电阻串联分压后由 MCU 的 ADC 直接获得输入电压，采用基于霍尔原理的电流传感器高端采集输入电流（电压电流对应乘积即为功率值）。

但是，当底盘所需功率大于裁判系统所能提供的最大功率时，系统会存在两级 DC-DC 变换器，总效率由于为两级效率乘积而特别低。根据官方主控传回的实时输出功率，不仅存在一定的延时性，而且当电容电压越低时，输入输出电压压差较大，系统效率也会随之降低。功率路径管理为两路背对背 NMOS 开关，在 NMOS 上有一定的能量损耗。设计中并未做到电机反电动势能量回收，而是将其损耗在 TVS 管上。

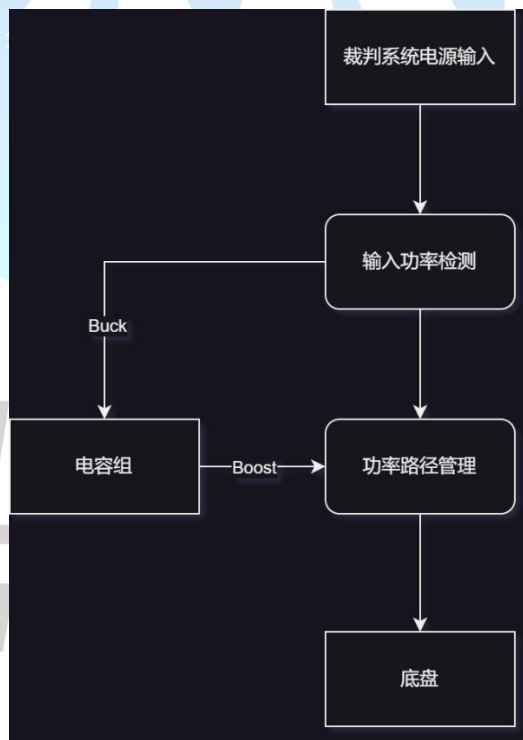


图 1 系统方案 1 框架简图

方案二：裁判系统通过理想二极管与电容通过双向 DCDC 向底盘供电

当底盘所需功率小于裁判系统所能提供的最大功率时，根据电池端口测量电压、电流得到的实时输出功率，数字双向 DC-DC 可以精确设定给电容组充电的功率。当底盘所需功率大于裁判系统所能提供的最大功率时，数字双向 DC-DC 将电容组升高电压，与裁判系统一起向底盘供电。通过调节数字双向 DC-DC 及电容组的输出功率，我们可以保证裁判系统能量缓冲

稳定在我们预先设置的数值上下浮动，从而实现了能量缓冲的闭环。

输入输出功率都是用运算放大器进行间接测量：运算放大器将电压等比例缩放至 0~3.3V，也就是 ADC 测量范围内，再由单片机 ADC 引脚进行采集；在双向 DCDC 的输入和输出均放置 1mΩ 的采样电阻，同样再用一个 1mΩ 的采样电阻放在电流流入底盘的一端，采样电阻两端产生的差分电压通过差分运放放大至一个合理范围内之后被单片机 ADC 引脚采集，经过对应的电压电流计算式，我们可以换算得到真实的电压、电流值，然后通过大名鼎鼎的 $P = U \times I$ 公式就能得到功率值。此数据具有实时性，所以在闭环中更有优势。

由于系统只存在一级 DC-DC 变换器（可以工作在 buck、buck-boost 或者 boost 三种拓扑下），对比方案一，该方案总效率为单级效率，效率可得到一定提升。同时，该系统可实现电机反动势能量的回收。

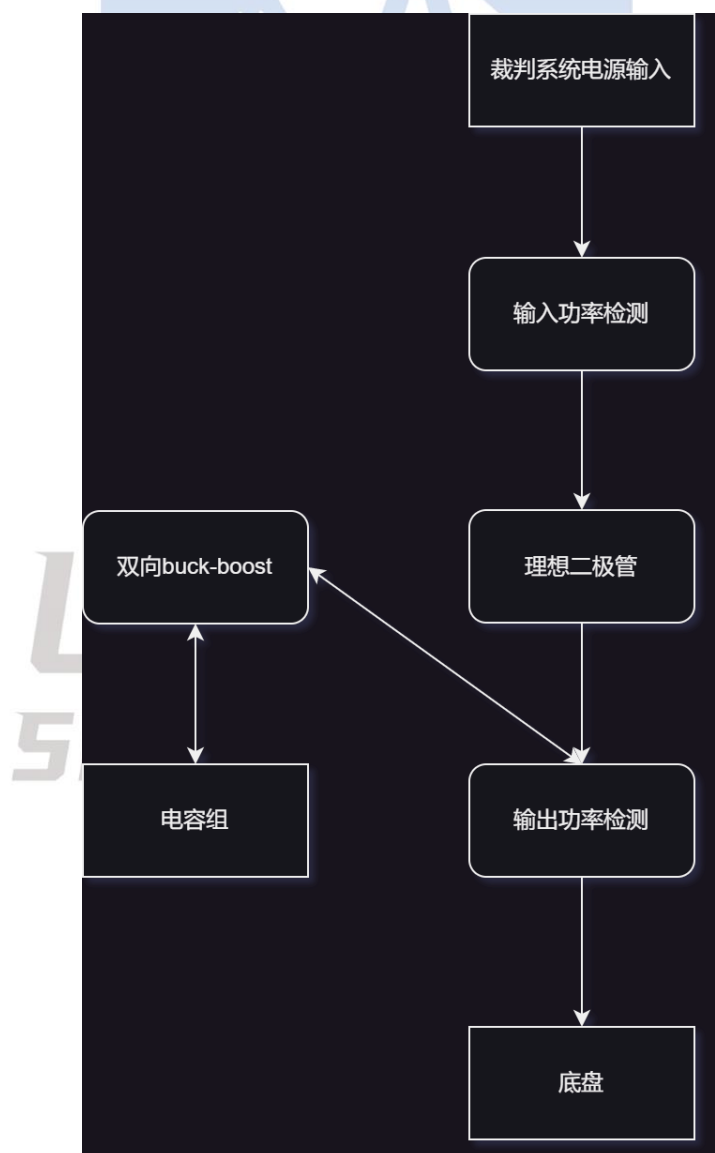


图 2 系统方案 2 框架简图

综上所述，选择方案二。

1.4 方案描述

本设计的整体方案由数字同步整流 BUCK-BOOST 转换器、理想二极管构成。而数字同步整流 BUCK-BOOST 转换器由 H 桥、桥驱供电电源、MCU 及其外设供电电源、驱动电路、信号采集电路、STM32G474 主控电路构成。

电容组由 9 个 2.7V、60F 的法拉电容串联组成，BW6101+外部扩流 MOS+大功率限流电阻的均衡电路能有效保证电容单体电压不超过 2.65V。



图 3 整体方案的简化结构

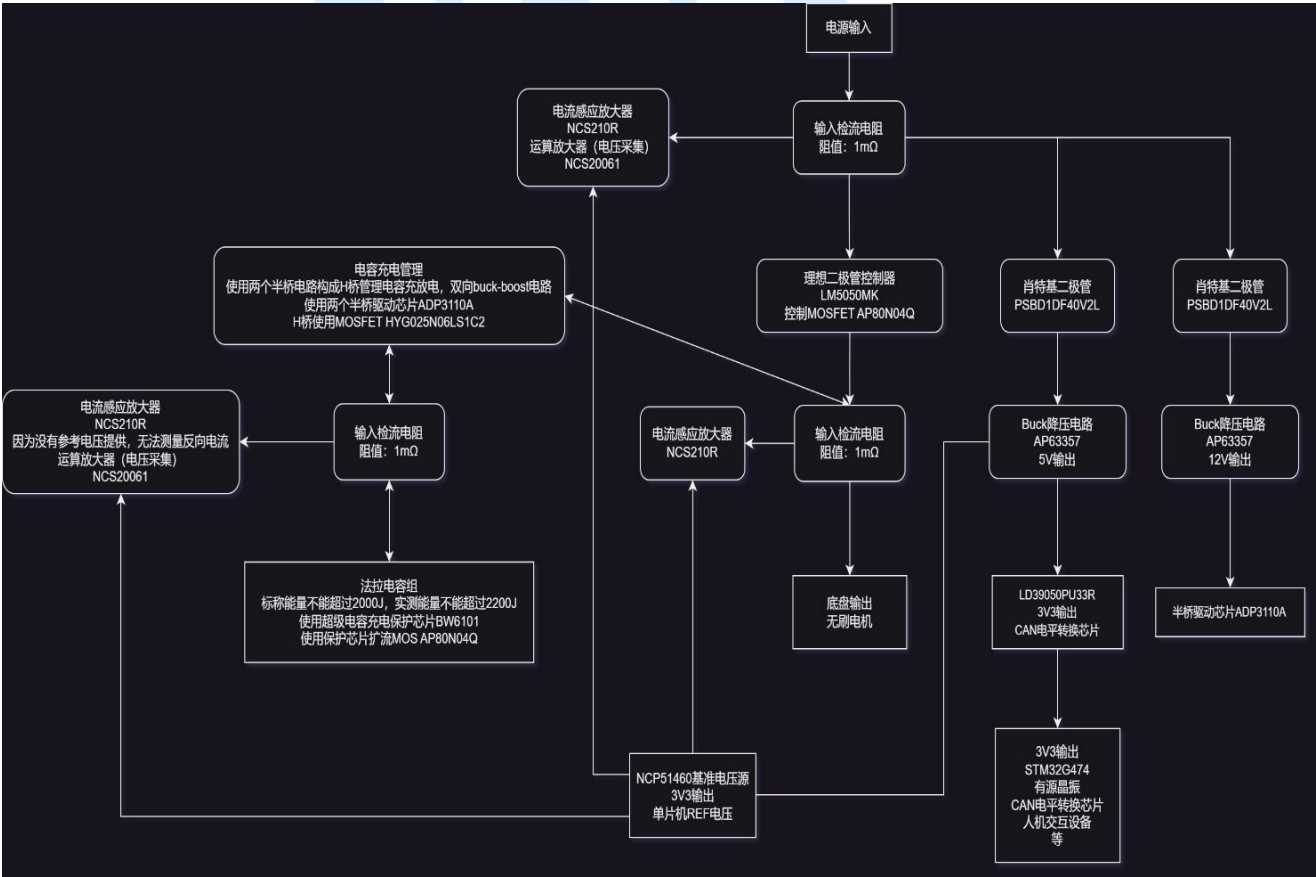


图 4 整体硬件设计电路结构

2 理论分析与计算

2.1 DC-DC 变换器提高效率的方法

DC-DC 变换器效率提升技术主要集中在两个方面：拓扑结构、器件以及控制策略。

拓扑结构及器件上的改进：用 MOSFET 替代经典 BUCK-BOOST 拓扑中的续流二极管，以减少在其上的压降与功率损耗；同时，选用 $R_{DS(on)}$ 较小的 MOSFET 和阻值较小的电感以减少导通损耗；系统电路中尽量减少 DC-DC 转换器数目，保证 DC-DC 变换器两端的输入、输出压差处在合适范围^[3]。

控制策略的改进：通过正确设置 MOSFET 开关频率，以减小功率器件开通与关断状态切换所引起的开关损耗；同时系统会根据输入与输出的电压差，自动判断最优的工作拓扑模式，例如：在输出电压低于输入电压是右桥上管长时间导通，左桥上下管循环导通，让电路工作在 buck 模式；在输出电压接近于输入电压时使用 buck-boost 工作模式，这样相对于只用 buck-boost 一个工作模式来说，效率能够得到进一步提高。

2.2 BUCK-BOOST 控制策略

双向同步整流 BUCK-BOOST 电路由同步 BUCK 电路和同步 BOOST 电路级联而成，根据 BUCK 电路电压增益公式： $\frac{U_o}{U_i} = D_{BU}$ ，和 BOOST 电路电压增益公式： $\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1-D_{BO}}$ 推出 BUCK-BOOST 电路电压增益公式： $\frac{U_o}{U_i} = \frac{D_{BU}}{1-D_{BO}}$ ，其中 D_{BU} 定义为 BUCK 电路的占空比，对应本设计中 MOS 管 Q1 的占空比， D_{BO} 定义为 BOOST 电路的占空比，对应本设计中 MOS 管 Q4 的占空比。

本设计中 Q1 和 Q2 是一对互补导通 MOS 管，Q3 和 Q4 是一对互导通 MOS 管。双向同步整流 BUCK-BOOST 电路根据输入输出的电压关系将电路工作状态分为降压区、升压区和降压-升压区；当输出电压显著小于输入电压时，电路工作在降压区，此时 Q1 和 Q2 互补导通，Q4 常关 Q3 常通，电路等效于同步 BUCK 电路；实际应用中由于 MOS 管驱动采用自举升压的方式，Q4 不能始终截止，否则当 Q3 的自举电容能量损耗完时，Q3 将截止；为驱动 Q3，Q4 必须导通一小段时间为 Q3 的自举电容充电以驱动 Q3。因此在实际控制中可将 Q4 的占空比固定设为 0.75（即 D_{BO} 可根据实际情况调整），而 Q1 的占空比 D_{BU} 可在 0~0.95 之间变化，如此电路将一直工作在降压区。当输出电压显著大于输入电压时，电路工作在升压区，等效于同步 BOOST 电路，和电路工作在降压区的情况类似，Q2 不能始终截止，需要导通一小段时间为 Q1 的自举电容充电，因此在实际控制中可将 Q1 的占空比 D_{BU} 固定设置为 0.95（可根据实际情况调整），而 Q4 的占空比可在 0~0.95 之间变化，如此电路将一直工作在升压区。当输出

电压和输入电压接近时，电路工作在降压-升压区，即在一个周期内一段时间按降压方式工作，一段时间按升压方式工作。双向同步整流 BUCK-BOOST 电路 MOS 管开关状态主要有如图 5 所示三种状态。

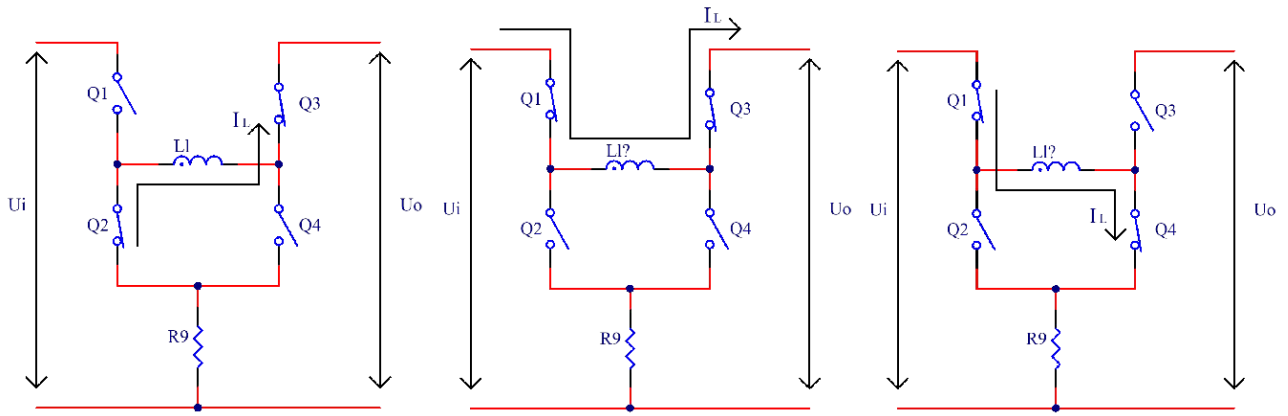


图 5 MOS 管开关状态

当 MOS 管在 A、B 状态之间切换时，电路工作在降压模式；当 MOS 管在 B、C 状态之间切换时，电路工作在升压模式；当 MOS 管按照状态 A-B-C-B-A 的顺序切换时，电路工作在降压-升压模式。如图 6 所示为电路工作在降压-升压模式时的驱动波形和电感电流波形。

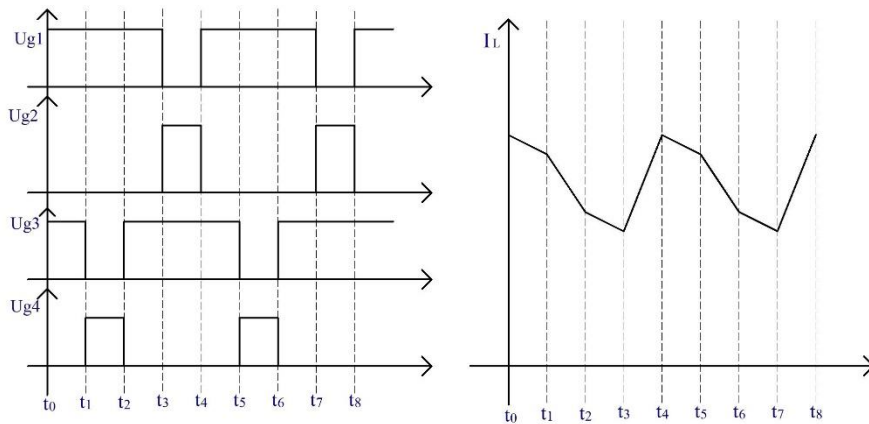


图 6 降压-升压模式下的驱动波形和电流波形

在 $t_0 - t_1$ 阶段电路处于状态 B，此时 Q1、Q3 导通，Q2、Q4 截止；当 $U_i > U_o$ 时，电感电流增大；

当 $U_i < U_o$ 时，电感电流减小。在 $t_1 - t_2$ 阶段电路处于状态 C，此时 Q1、Q4 导通，Q2、Q3 截止，电感电流增大。在 $t_2 - t_3$ 阶段电路处于状态 B，在 $t_3 - t_4$ 阶段电路处于状态 A，此时 Q2、Q3 导通，Q1、Q4 截止，电感电流减小。由 BUCK-BOOST 电压增益公式可知，不论电路是工作在降压模式、升压模式还是降压-升压模式，本质上是控制降压占空比 D_{BU} 和升压占空比 D_{BO} 。

3 电路与程序设计

3.1 DC-DC 变换器主电路与器件选择

DC-DC 变换器主电路器件为 N 沟道场效应管 HYG025N06LS1C2，驱动芯片 ADP3110AKCPZ-RL，一体成型电感，插针固态电容和陶瓷电容（MLCC）。

3.1.1 DC-DC 变换器主电路设计

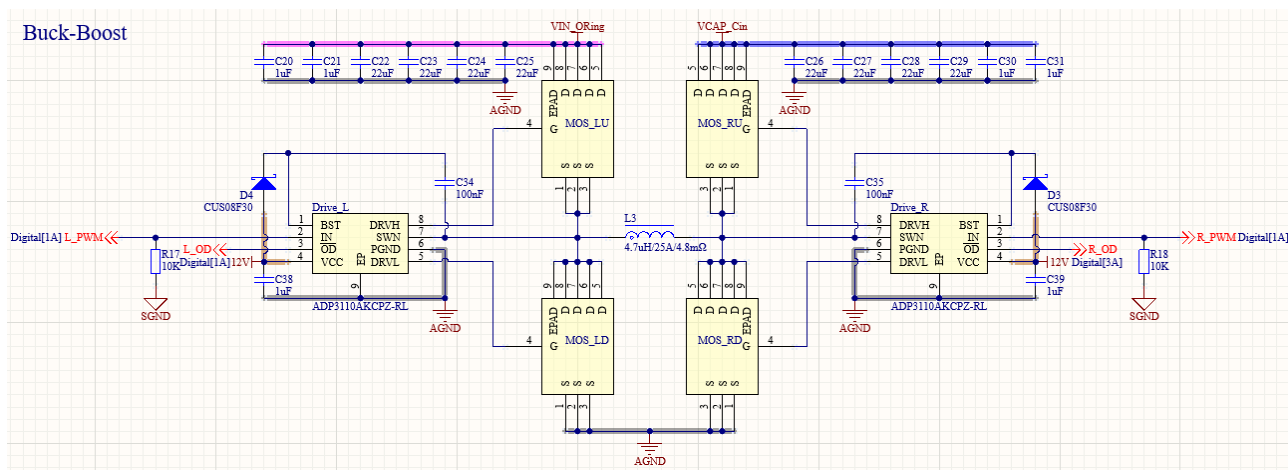


图 7 双向 BUCK-BOOST 拓扑

由 BUCK-BOOST 参数计算公式可知：纹波系数取 0.3

$$\text{BUCK 模式需要电感大小: } L = \frac{(V_{inmax} - V_{out})D}{0.5f \times I_{outMAX}} = \frac{26.2 - 1}{200000 \times 0.3 \times 15} \times \frac{1}{26.2} = 1.07\mu H,$$

$$\text{BOOST 模式下需要电感大小: } L = \frac{k \times V_{out}(1-D)^2 D}{2f \times I_{outmax} \times 10\%} = \frac{26.2}{200000 \times 2 \times 15 \times 10\%} \times \left(\frac{25.2}{26.2}\right)^2 \times \frac{1}{26.2} = 6.52\mu H,$$

在两种情况取较大的电感值，且留有余量，所以电感 L 取值 10uH。

由于该电路双向对称，所以输入电容和输出电容需要相同容量：

输出最大纹波电压 $\Delta U_o = 26.2 \times 0.3\% = 0.0786V$ ，由于使用的固态电容的 ESR 较小，计算中忽略不计，计算电容充电引起的电容纹波。则所需电容的容值：

$$C = \frac{\Delta I}{f \times \Delta U_o \times 2} = \frac{0.3 \times 15}{200000 \times 0.0786 \times 2} = 143.13\mu F$$

输入输出电容要大于 143.13uF，不过我们的设计要留有余量。并且需要考虑电机产生较大的反生电动势，需要额外的电容来吸收，防止电压的突变。所以最终方案每个半桥的电源端采用 2 个 1uF/50V X5R、2 个 22uF/50V X7R 和一个 1000uF/35V 8mΩ 的固态电容。

3.1.2 驱动电路及 MOSFET

MOS 管驱动器采用 onsemi 具有独立的高侧和低侧驱动的半桥驱动芯片 ADP3110A，该芯片价格低廉，有能够自动产生死区时间的硬件电路，也就是说只需要一路 PWM 便可以控制一个半桥，简化了控制逻辑。芯片没有集成自举二极管，需要在外部连接自举电容以及充电二极管，采用自举升压的方式驱动高侧 MOS 管。为了优化效率，这边使用了 30V 1A 230mV@100mA 的 CUS10S30 肖特基二极管作为自举电容充电二极管，自举电容选取 100nF，芯片驱动电流峰值高达 3A，最大总线电压 35V；在 PWM 信号输入引脚加 10K 的下拉电阻，防止 PWM 信号输入开路或高阻时 MOS 误动作；MOS 管驱动电阻因为使用的 HYG025N06LS1C2 型号 MOS 中的 $R_G = 0.58\Omega$ ，经计算这个栅极驱动电阻刚好落在不会产生振铃的范围内，故省略了栅极驱动电阻。

本设计中采用国内公司 HUAYI (华羿微) 型号为 HYG025N06LS1C2 的 MOS 管，耐压达 60V，最大可持续通过 170A 电流，典型小导通电阻 $3.2\text{m}\Omega$ ；而本设计中最高电压为 27V，远低于 MOS 管耐压；最大峰值电流为 15A，也远低于 MOS 管最大持续电流。

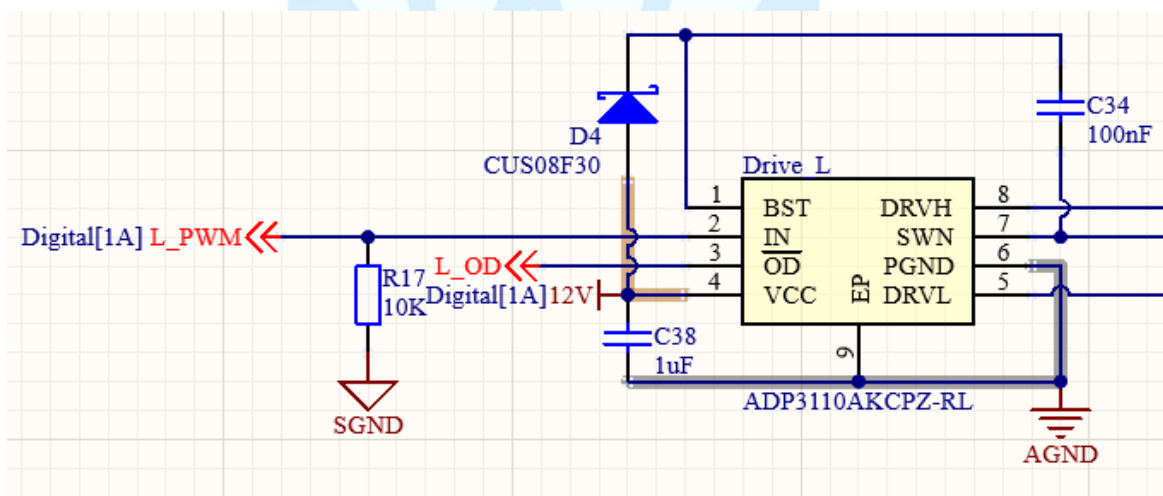


图 8 驱动电路

3.2 信号采样电路

输入输出电压通过运放 NCS20282 采用分压跟随电路将输出电压按比例缩小至 ADC 能够采样的范围，再使用 ADC 采样，软件解算出输出电压。这里的比例使用的是 $\frac{2.21}{2.21+20} = 0.0995$ ，是笔者算遍了电阻表后数据最接近 $\frac{1}{10}$ 的电阻匹配。输入电压采样是通过 G474 内部运放作为跟随器再送到 ADC 进行采样的，具体电路如图 12 所示。输出电压检测电路如图 9 所示。

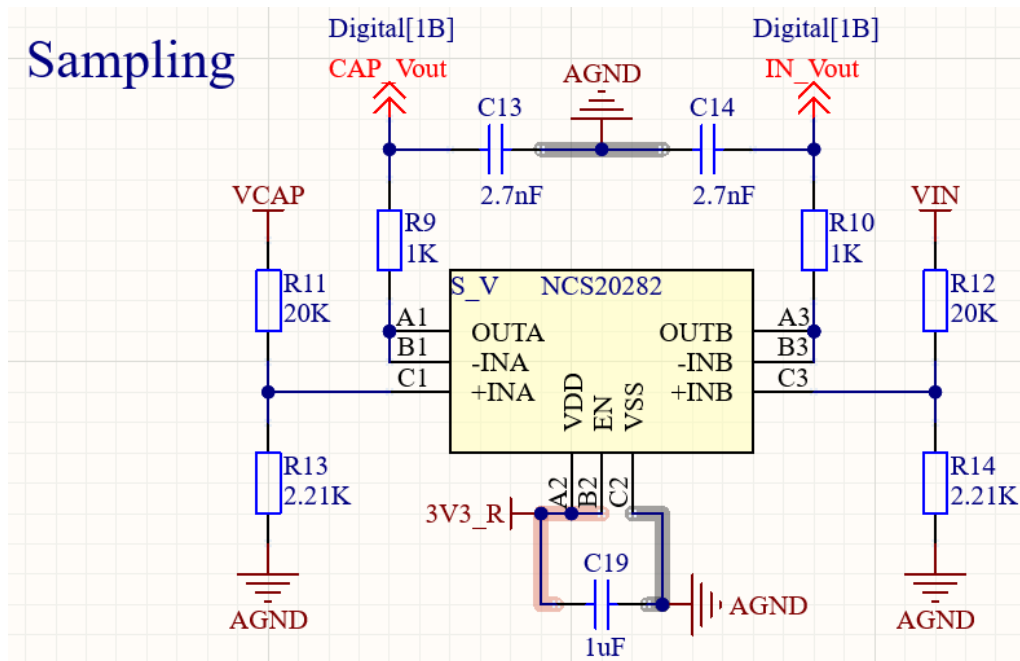


图 9 输出电压检测电路

输出电流检测电路通过运放 NCS210RMUTAG 采样差分放大电路实现：采样电阻放在低端，若采样电阻放在高端，会有较大的共模电压使采样电流不准确，采样电阻为 $1\text{m}\Omega$ ，由于采样电阻较小，采样电阻上的压降较小，不利于直接采样，需要放大后再采样；运放采样需要一个较为精准的电压源，且要求电压源的输出电流能够快速变化，所以本设计中专门使用了一个基准电压源芯片来产生各种模拟器件需要的 3V3 电源。另外由于本设计中电流双向流动有正有负，且 MCU 不能采样负电压，与大多数学校产生一路额外的偏置电压不同，我多使用了一个电流采样运放来采集输出负载的电流，通过输入电流减去输出给负载的电流的方式来计算出反向电流。输出电流检测电路如图 10 所示

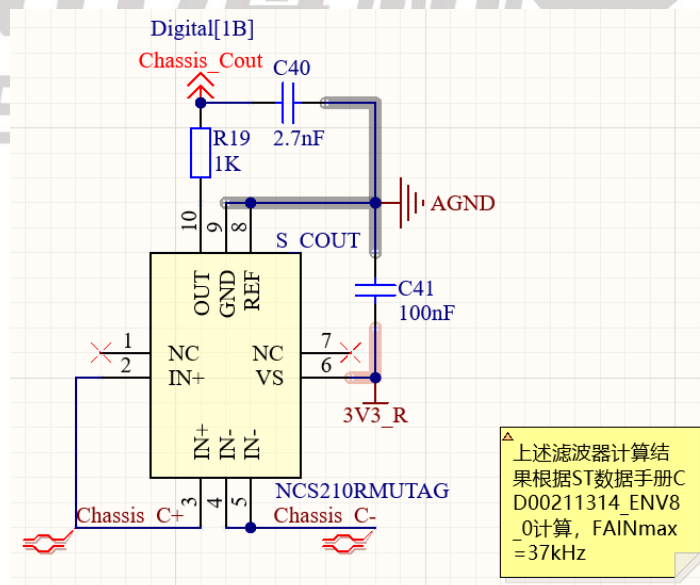


图 10 输出电流检测电路

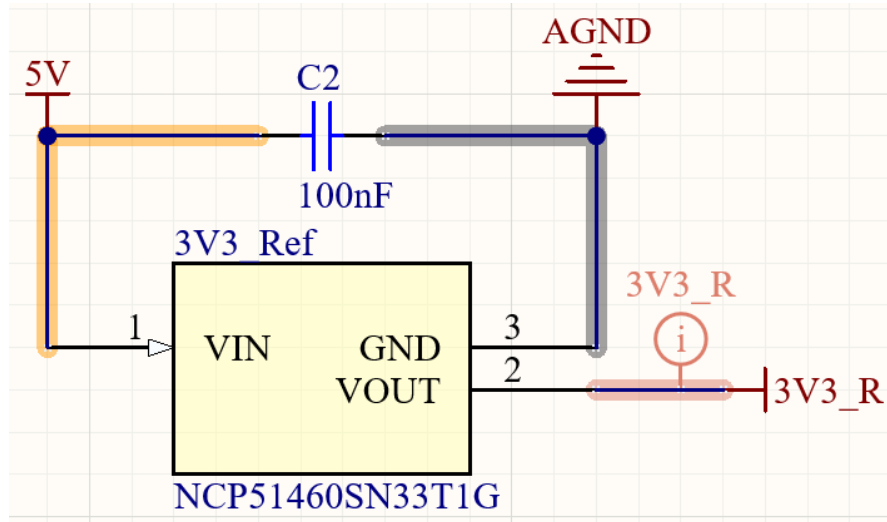


图 11 3V3 电压基准

3.3 G474 主控电路设计

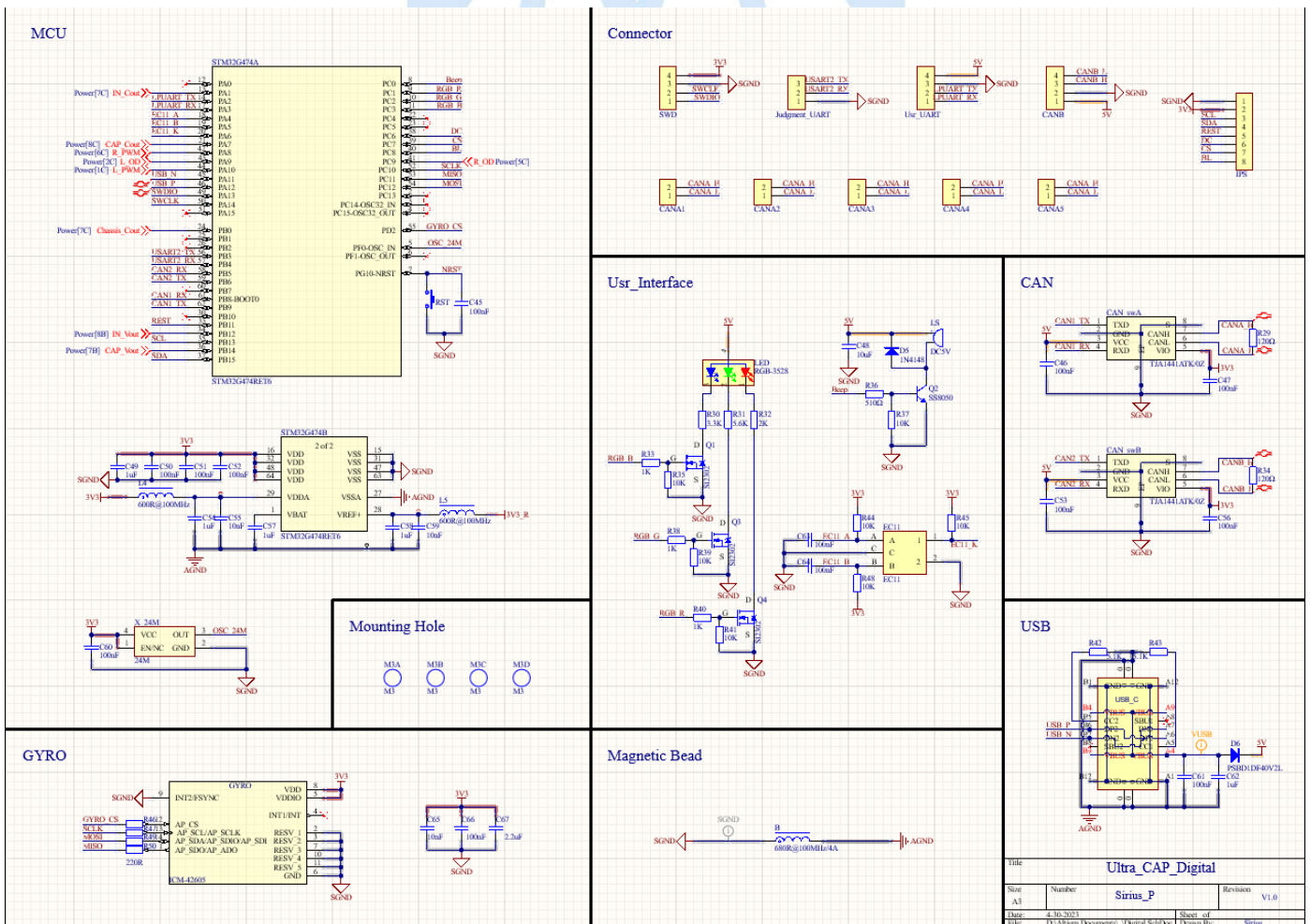


图 12 G474 控制电路

主控部分以 STM32G474 为主控芯片，预留了串口通信和调试接口，包含了一个 RGB 指示灯、一个蜂鸣器和一个 EC11 旋钮等外设；G474 引脚分配如下：

| 信号分类 | 引脚名称 | 对应信号 | 属性 |
|----------|------|-------------|------------|
| 桥驱控制信号 | PA8 | HRTIME_CHA1 | 右桥驱动信号 |
| | PA10 | HRTIME_CHB2 | 左桥驱动信号 |
| | PC9 | R_OD | 右桥驱芯片使能信号 |
| | PB15 | L_OD | 左桥驱芯片使能信号 |
| ADC 信号 | PA1 | c_in | 电池电流 |
| | PB12 | v_in | 电池电压 |
| | PA7 | c_cap | 电容电流 |
| | PB14 | v_cap | 电容电压 |
| | PB0 | c_chassis | 底盘电流 |
| 用户串口通信 | PA2 | LPUART1_TX | LPUART1 发送 |
| | PA3 | LPUART1_RX | LPUART1 接收 |
| 裁判系统串口通信 | PB3 | USART2_TX | USART2 发送 |
| | PB4 | USART2_RX | USART2 接收 |
| SWD 调试 | PA3 | LPUART1_RX | LPUART1 接收 |
| | PA14 | SWCLK | |
| RGB | PC1 | RGB_R | RGB 红色分量 |
| | PC2 | RGB_G | RGB 绿色分量 |
| | PC3 | RGB_B | RGB 蓝色分量 |

| | | | |
|--------|------|-------------|--------------|
| EC11 | PA4 | EC11_A | EC11 旋钮 A 相 |
| | PA5 | EC11_B | EC11 旋钮 B 相 |
| | PA6 | EC11_K | EC11 旋钮按键 |
| BEEP | PC0 | Beep | 蜂鸣器控制 |
| IPS | PB11 | IPS114_REST | IPS 屏幕复位 |
| | PB13 | IPS114_SCL | IPS SPI 时钟 |
| | PB15 | IPS114_SDA | IPS SPI 数据 |
| | PC6 | IPS114_DC | IPS 数据/命令 |
| | PC7 | IPS114_CS | IPS SPI 片选 |
| | PC8 | IPS114_BL | IPS 背光 |
| GYRO | PC10 | GYRO_SCK | 陀螺仪 SPI 时钟 |
| | PC11 | GYRO_MISO | 陀螺仪 SPI 数据输出 |
| | PC12 | GYRO_MOSI | 陀螺仪 SPI 数据输入 |
| | PD2 | GYRO_CS | 陀螺仪 SPI 片选 |
| CANFD1 | PB8 | FDCAN1_RX | FDCAN1 接收 |
| | PB9 | FDCAN1_TX | FDCAN1 发送 |
| CANFD2 | PB5 | FDCAN2_RX | FDCAN2 接收 |
| | PB6 | FDCAN2_TX | FDCAN2 发送 |
| USB | PA11 | USB_DP | USB 差分高边信号 |
| | PA12 | USB_DM | USB 差分低边信号 |

表 1 STM32G474 主控引脚分配

3.4 超级电容均压电路设计

BW6101 法拉电容保护芯片是专门针对超级电容串联模组的电容单体过压保护而设计的一款高性能、低价格芯片。其凭借着性能可靠，电路简单，外围器件小，电压精度高等特点，被广泛应用于 Robomaster 比赛的超级电容均压板设计中。

BW6101 采用高精度内部电压基准，确保保护电压精度在 1%以内，内置功率管可以提供大电流泄放能力，在没有外部扩流管的条件下，可以提供 200mA 的电流泄放能力；如果需要大电流泄放保护，可以采用外部增加扩流 MOS 管，最大泄流能力可以达到几安培甚至几十安培，满足大容量法拉电容模组的保护要求。

本电路由 9 个 2.7V、60F 的法拉电容串接而成：

其最大电压：

$$U_{max} = 9 \times 2.7 = 24.3V$$

标称能量：

$$E = 9 \times \frac{1}{2} C U^2 = 1968.3J$$

由于 2.7V 60F 电容容量大，同时需要大电流进行充放电，这时需要更大功率的泄放电路才能更好地保证电容单体不过压，进而保护超级电容模组的工作安全。因此，我们采用 BW6101+外部扩流 MOS+大功率电阻的结构。已知 BW6101 内部 MOS 管可靠地泄放电流为 200mA，所以更大的泄放电流必须通过外部 MOS 来泄放。同时为了防止泄放电流过大，需要几个限流电阻，笔者选用了 4 个的 $10\Omega/3W$ 的合金功率电阻并联来完成。

每个单体法拉电容的保护电压是 2.65V，当电容两端的电压大于 2.65V 时，内部泄放开关打开，通过泄放电阻对下一级电容进行放电，保证电容两端的电压不会过压。

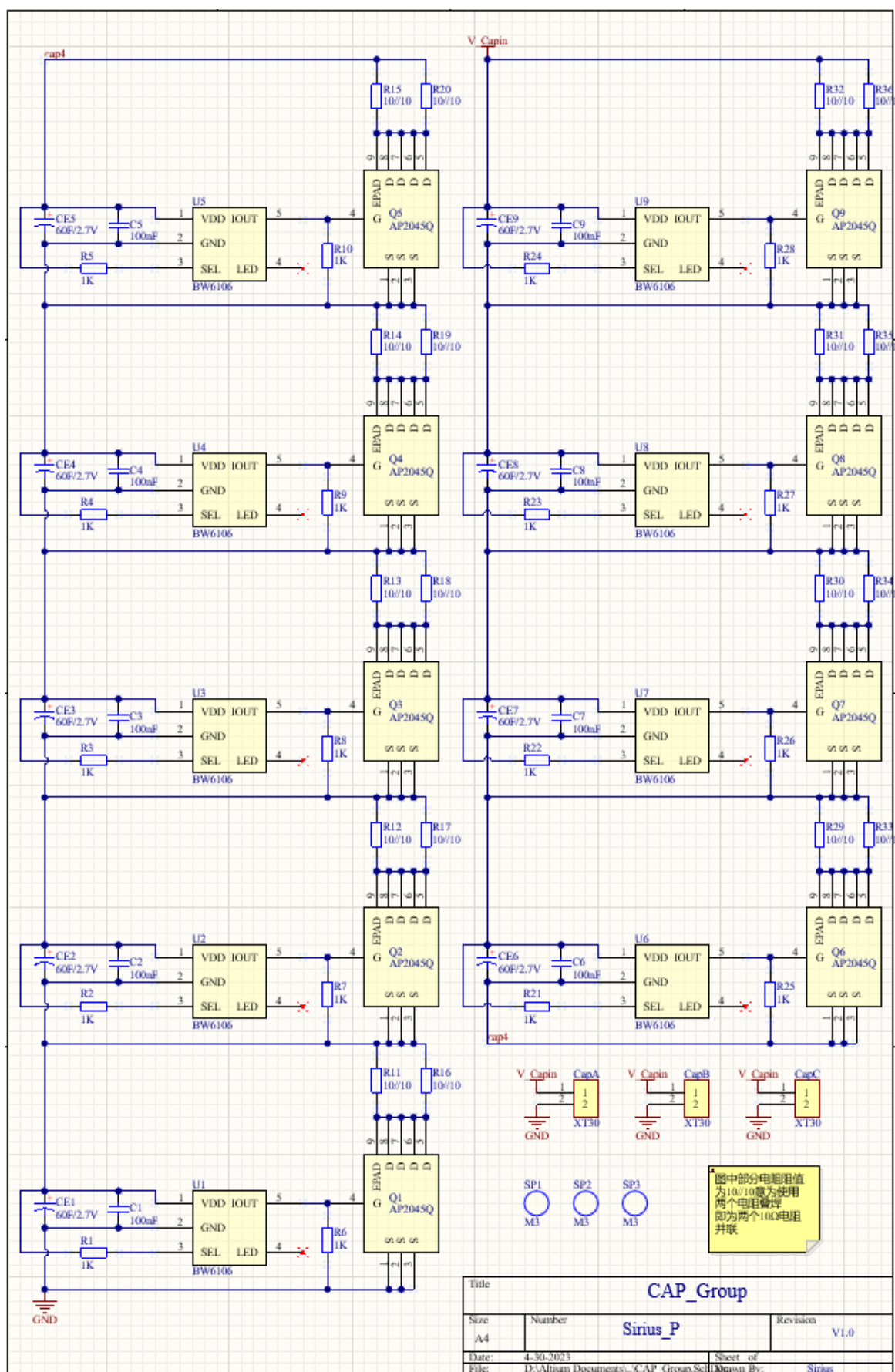


图 13 超级电容均压板电路图

3.5 控制电路与控制程序

本系统采用一个双向 BUCK-BOOST 全桥转换器的拓扑，根据负载情况、输入情况和电容组电压，变换器可以工作在 buck、buck-boost 工作模式，实现对电容组的充放电，在各种情况下均保证输出裁判系统能量缓冲稳定在固定值，机器人不因底盘超功率扣血。（控制电路见附图 3）

3.5.1 控制原理及数据通路图

超级电容的本质是一个可变功率的负载/电源：

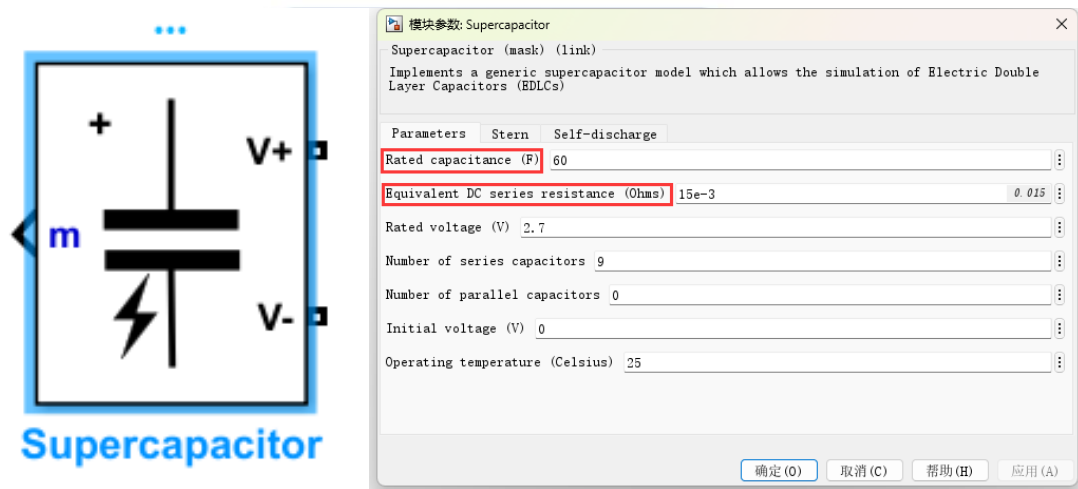


图 14 超级电容组本质

其中电容可以等效为一个理想电容和一个电阻的串联，当加在电容两端的电压大于或小于“理想电容”两端的电压时，由于电流流过，电阻两端就会产生压降，进而影响电容的充电电压。

BUCK-BOOST 模块可以通过改变占空比来改变输入电压或调控输入电流，高效利用裁判系统所能提供的总功率。

超级电容控制模块能获取的有用信息包括裁判系统传输的底盘限制功率、能量缓冲和测量得到的裁判系统输出电压、电流，底盘电流，电容组电压、电流。

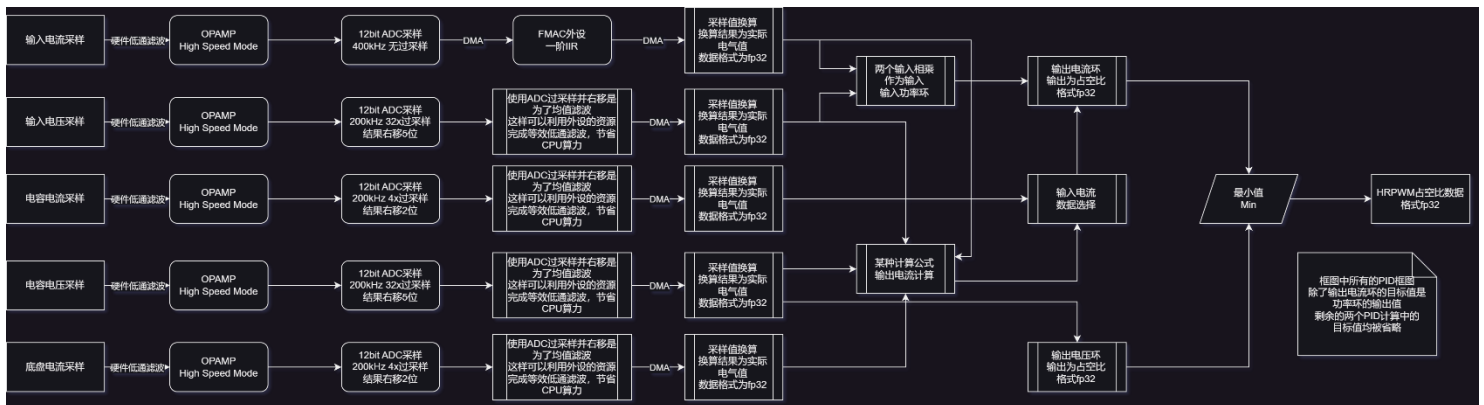
超级电容控制逻辑主要由三个 PID 构成，它们分别是输入功率环，输出电流环，输出电压环。

输入功率环的输入数据为测量得到的裁判系统输入电压与输入电流的滤波结果相乘，需要注意的是输入电流信号是通过 FMAC 外设进行滤波计算。外设数据的装载与读取均使用 DMA 操作，使得输入电流的滤波能够完全独立于 CPU 进程，解放 CPU 算力。输入功率环由输入数据计算出当前的目标电流值输送给电流环使用，与电流环是串联关系。

输出电流环的输入数据为输出电流采样，因为设计中使用的硬件电路无法测量反向电流，所以电流放电的电流值是通过计算得出的，计算得出值和实际采样值将会在一个阈值下完成数据的切换。电流环的输出结果是 PWM 波的占空比，通过调整占空比来实现恒流的功能。

输出电压环的输入数据为电容的采样电压，当电容充电至目标电压时，为了避免电容过冲导致电容均衡板持续发热（有烧毁风险），在电容电压接近目标电压时需要降低占空比。电压环的输出为 PWM 波占空比，与输出电流环为并联关系，两环竞争输出最小值。

数据通路如下图：



高清大图请移步于 [Github](#) 开源中与此文档同 Doc 目录中的数据通路.drawio.html 文件

图 15 数据通路图

3.5.2 程序框架讲解

程序的主要功能包括：

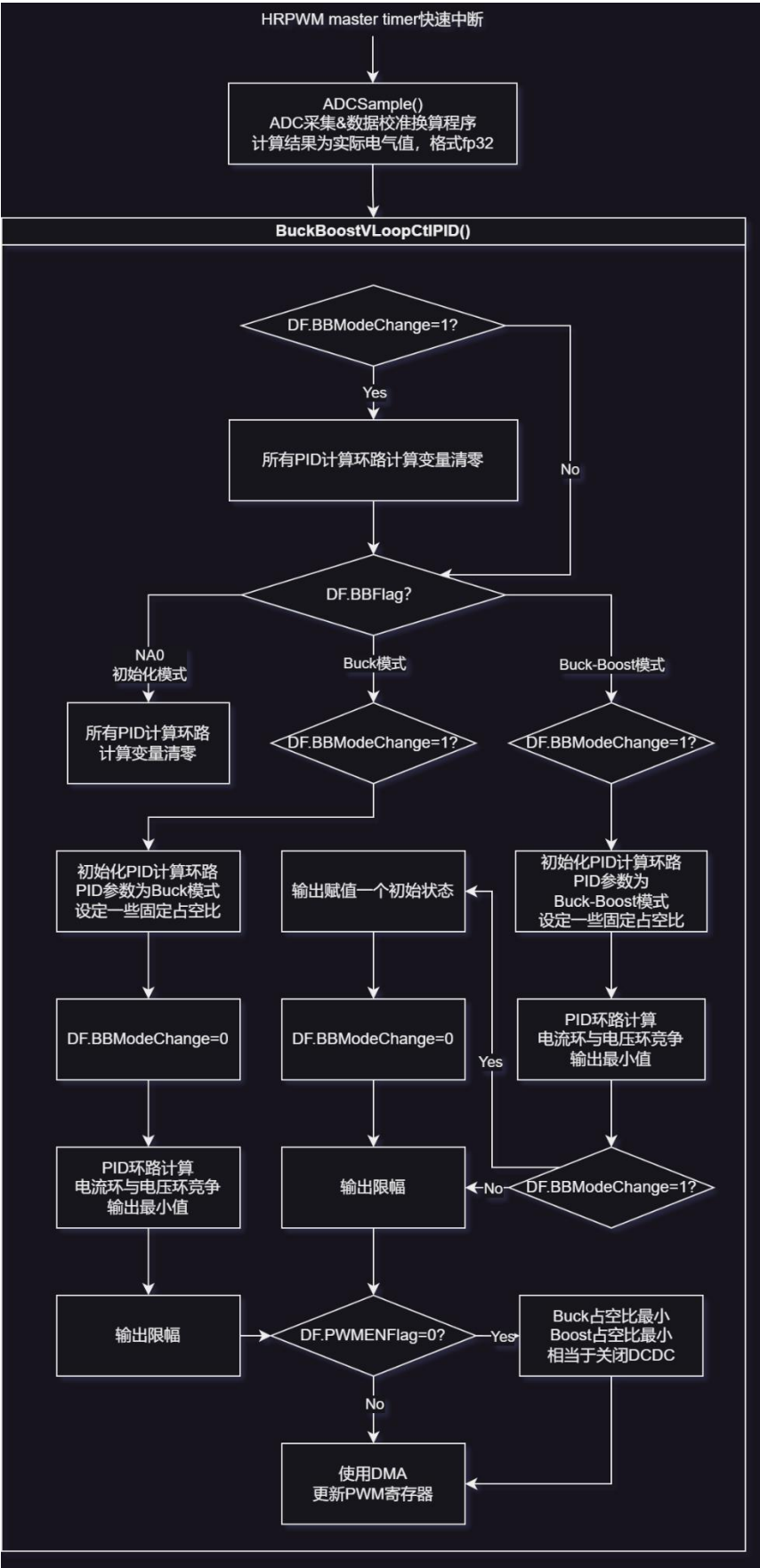
- HRPWM 输出占空比计算更新
- 系统错误状态检测
- 与其它边缘设备 CAN 通信及其数据处理

接下来笔者将分上面三个部分来逐步讲解程序的设计思路

● HRPWM 输出占空比计算更新

通过 200kHz 的 HRPWM master timer 中断执行更新计算程序，数据计算过程可以参考上图中的数据通路图，输出结果的占空比乘以定时器总 Period 值就能够算出对应的电平切换定时器值。

同时在 HRPWM master timer 中断中还需要判断当年电路工作的拓扑状态，拓扑状态等其它工作状态通过 DF 结构体变量存储。



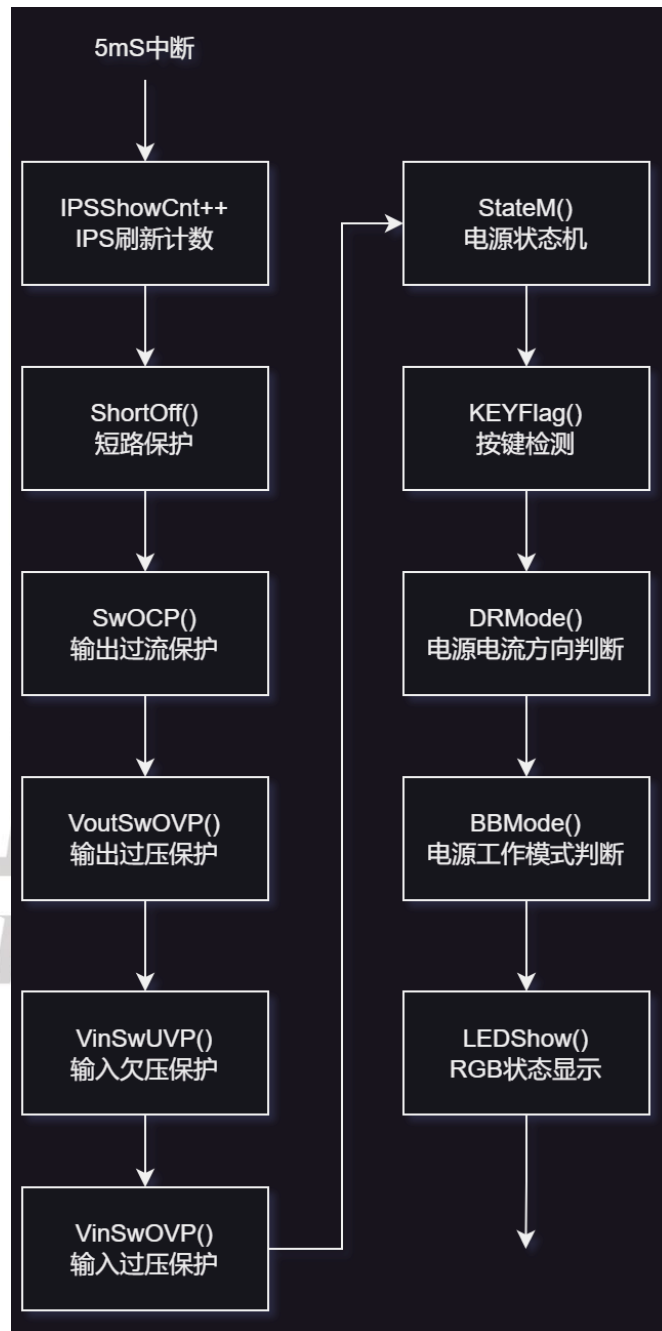
高清图于 Github 开源中与文档目录中的 HRPWM master timer 快速中断流程图.drawio.html

图 16 HRPWM master timer 快速中断流程图

● 系统错误状态检测

通过 TIM2 定时器的 5mS 中断执行错误状态判断程序以及实现软启动功能，错误状态包括有短路、输出过流、输出过压、输入过压和输入欠压。

同时在 TIM2 定时器中断中会执行按键检测、电流方向判断（充电或者放电）、工作拓扑判断以及 RGB 灯颜色的更新，状态更新的逻辑以及判断结果变量请移步至代码注释，我这边就不一一列出了。



高清图请于 Github 中与此文档同 Doc 目录中的 TIM2_5mS 中断流程图.drawio.html

图 17 TIM2 5mS 中断流程图

- 与其它边缘设备 CAN 通信及其数据处理

CAN 通信配置了 CAN 滤波器，滤波器条件为固定两个 ID 可以通过，ID 分别为 0x779、0x780。启用了 FDCAN2 的 RX_FIFO0_NEW_MESSAGE 中断，每当 FDCAN2 接收到新的数据包的时候会自动触发中断，中断优先级最低，这样能够保证 CPU 处理数据效率最高，发送数据包的程序在接受数据中断里头执行，每接收到一个包返回一个数据包。

这个就不画框图了，再画要累死人了 XD。

3.6 测试方案及测试条件

测试设备：RIGOL DS1102Z-E 示波器、APS3010H 稳压直流电源(30V10A)、UTL8212 电子负载、UT61B+万用表

测试方案：读取稳压直流电源以及电子负载的显示参数完成校准，使用万用表实时监控电容电压。

3.7 测试结果记录

之前测的时候忘记记录数据了，数据一个没有，大三了还得准备考研，懒得再测了。

3.8 测试结果分析

通过校正各端口电压电流，可以保证测量数据与真实值误差在 0.05 上下浮动。而整体系统效率在 95%左右。上车加装裁判系统测试，超级电容控制板响应极快，据操作手反映缓冲能量条子压根就没动过。

4 使用手册说明与注意事项

4.1 使用手册说明

感觉没有太多需要说明的，这边说明一下 RGB 灯和蜂鸣器的指示状态吧

| 状态类型 | 指示状态 | |
|---------|-------------|-------|
| 初始化状态 | RGB 白色 | 蜂鸣器不响 |
| 等待软启动状态 | RGB 蓝色 | 蜂鸣器不响 |
| 软启动状态 | RGB 蓝&红 = 紫 | 蜂鸣器不响 |
| 正常执行状态 | RGB 绿色 | 蜂鸣器不响 |
| 错误状态 | RGB 红色 | 哔———— |

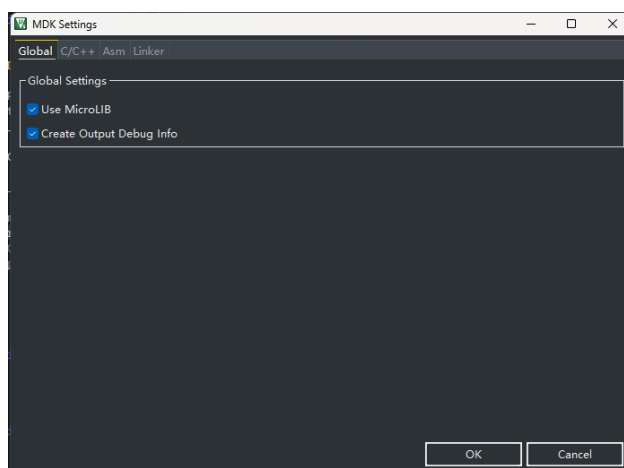
数据包接收格式

| ID | 数据域 内容 | 备注 |
|-------|------------|---------------|
| 0x779 | rx_data[0] | 裁判系统功率限制参数低八位 |
| | rx_data[1] | 裁判系统功率限制参数高八位 |

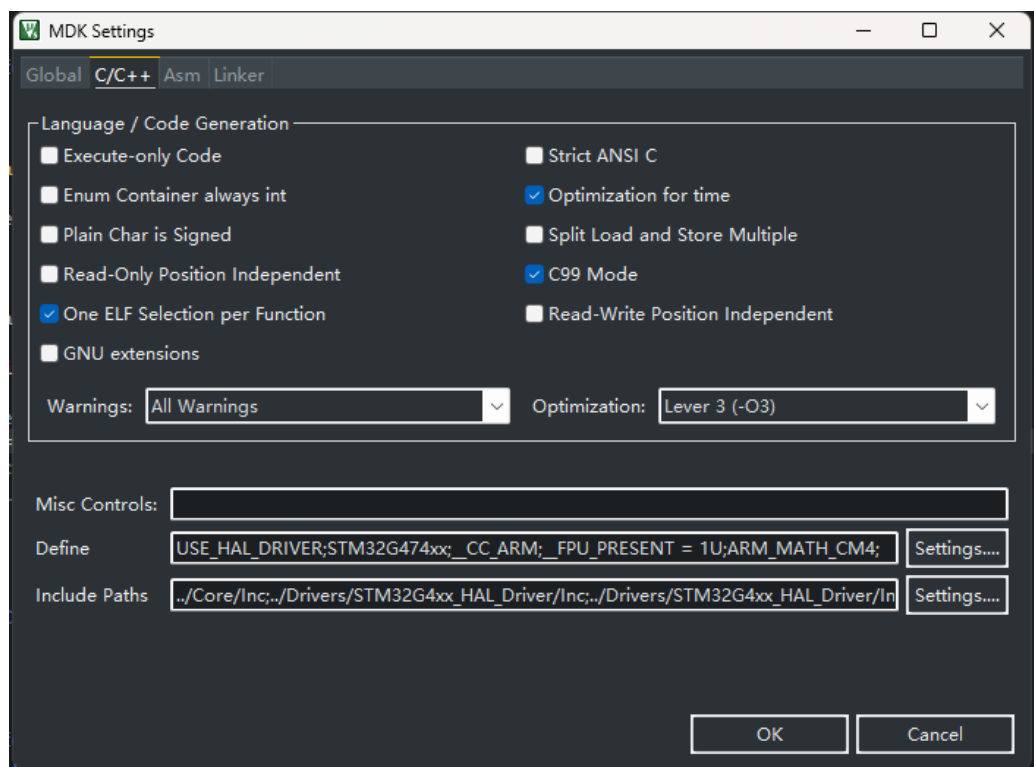
4.2 注意事项

4.2.1 软件方面注意事项

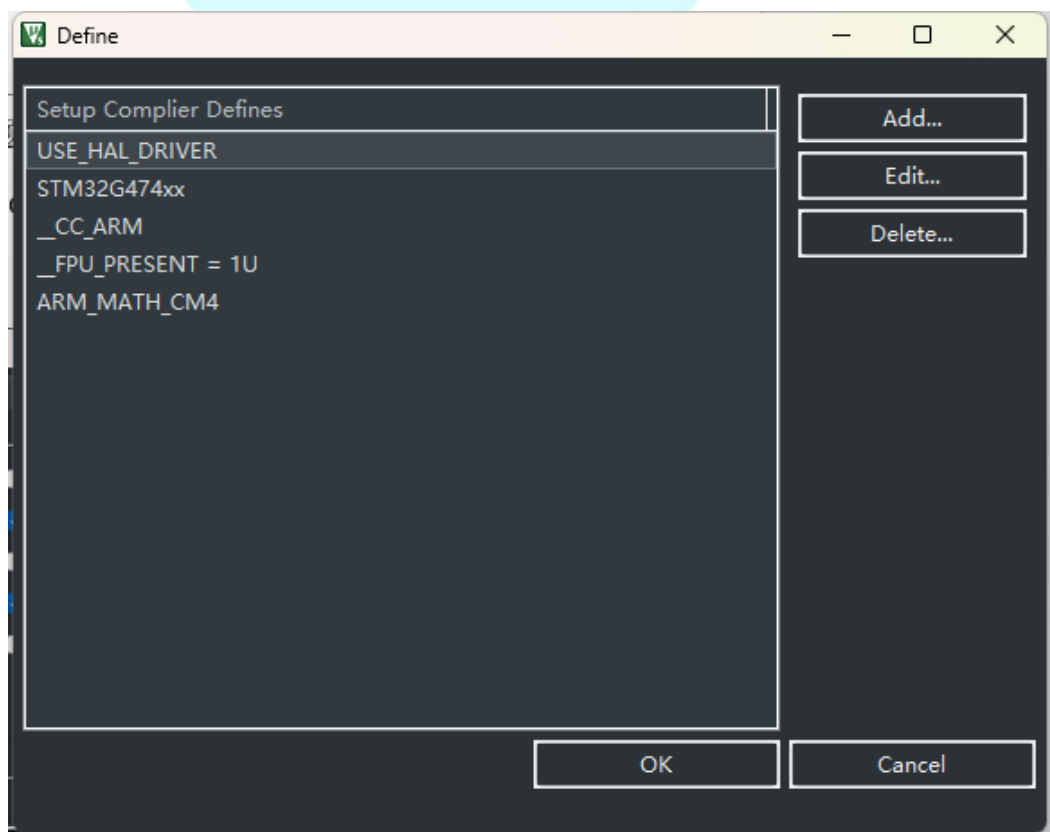
- printf 重定向了，需要启动 MicroLIB;



- 优化等级不能太低，不然 DMA 会有问题，未解之谜，优化等级不能低于 O2；



- 注意 Define 内容不能少，因为启用了 Cortex-M4 的浮点运算加速，这里附一下 Define 内容；



- 注意这个工程是有内存分布文件的，因为启动了 STM32G474 的 CCMRAM，将程序存储在这块内存地址上能够加快程序的执行速度。要注意尽量避免将变量存储在 CCMRAM 内存中，因为这块内存存在重定向之前只有内核能够访问，外设都不能访问。附一下内存分布文件，字体使用的 **Cascadia Code** 个人很喜欢这个字体。

```
; *****
; *** Scatter-Loading Description File generated by uVision ***
; *****

LR_IROM1 0x08000000 0x00080000 { ; load region size_region
    ER_IROM1 0x08000000 0x00080000 { ; load address = execution address
        *.o (RESET, +First)
        *(InRoot$$Sections)
        .ANY (+RO)
    }
    RW_IRAM1 0x20000000 0x00018000 { ; RW data SRAM1
        .ANY (+RW +ZI)
    }
;   RW_IRAM2 0x20018000 0x00002000 { ; RW data SRAM2
;       .ANY (+RW +ZI)
;   }
ER 0x10000000 0x00008000{
    .ANY (ccmram)
}
}
```

4.2.2 硬件方面注意事项

- BGA 封装的那个运放很小，焊接的时候注意别大口呼气，风枪风速也别开的太快，不然你这辈子也别想找着；
- 后续补充

5 总结与展望

超级电容控制板的 PCB 为六层板，在集成了电调中心板的前提下尺寸仅为76mm × 76mm，为机械极大地节省了空间（即便是这样还是被机械嫌弃太大了）。通过合理的布局及良好的走线（走了我三个通宵）等，保证了其硬件方面的稳定可靠性。同时，PCB 中所有的功率与模拟器件都在正面，而所有的数字器件都在背面，再加上使用信号-模拟地-电源-信号-数字地-信号的叠层结构，使得所有的地回路均有一个大的参考平面且所有的地回流路径均为最短。且较高的效率使得其不需要散热片就能工作在高负载之下，配合着英雄或步兵成熟的底盘功率算法，使其使用寿命在恶劣的比赛环境下得到显著提高。

在这个设计中，通过输入与输出端的超大电容使得电机的反向电动势能量能够短时的被储存，实现了大部分反生电动势式能量的利用。

但是，笔者在设计时错误的理解了缓冲能量的定义，以为缓冲能量是使用完便不会再加上的调控方式，使得设计中没有充分利用缓冲能量多出来的那份功率，还没有将底盘功率完全压榨。而且在调试过程中，因为 STM32G474 使用的是 FDCAN 外设，在配置过程中接收官方 C 板传过来的 CAN 信息没有问题，但是在发送时一直出现了数据不对应的问题，这个问题还并没有解决。这些问题得等笔者考完研之后自行修复，或者由读到这里的各位大佬修复后再 github 中推送给笔者 Orz。

顺带一提，这个板子从设计之初到现在没有经过任何迭代，初版即最终版。

笔者的联系方式：1716194438@qq.com，还请各位大佬请不吝赐教！

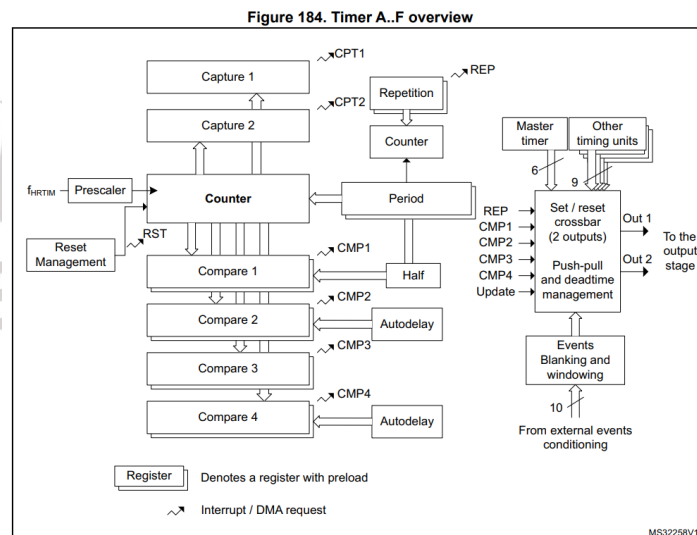
山海机甲
SHANHAIJIA

一些随笔&致谢

超级电容控制板的设计始于 2022 年的 10 月：彼时，山海 Mas 站队刚刚建队不久，正处于危急存亡之秋 XD，并且笔者本人在此之前从来没接触过数字电源设计（笔者本职是搞 FPGA 的），再加上整个战队能做硬件设计比较好的成员就我一个，于是扛下了车车中所有硬件电路的设计和走线的规划。从 0 开始的学习是艰难的，我们战队刚成立不久，没有技术积累，笔者又没有对应的经验，只能靠自己一步一步的摸索，更别说从建队到联盟赛只有短短几个月的时间。

主要的设计是在大三的寒假期间内完成的，那段时间除了吃饭睡觉就是看资料，狠狠的加大班，终于在开学之前完成了原理图 PCB 设计以及代码框架的初步建立。开学之后休息了一段时间又是猛猛加班完成了代码。

原理图与 PCB 的绘制顺风顺水，主要是在代码开发的过程中状况频出：HRPWM 有一个比较器值直接给 0x0000 跳过此次 PWM 生成的特性，而且这个特性还只有 HRTIM_CHA 以及 HRTIM_CHB 的第一个和第三个比较器上有，正好我就是用的这两个比较器用以调整输出占空比，结果一直碰上短路触发保护代码的情况，困扰了我很长时间。最后还是在去天津滨海新区看海散心的时候在火车上看数据手册的时候发现了这个问题：只能说是功夫不负有心人了，数据手册原描述如下：

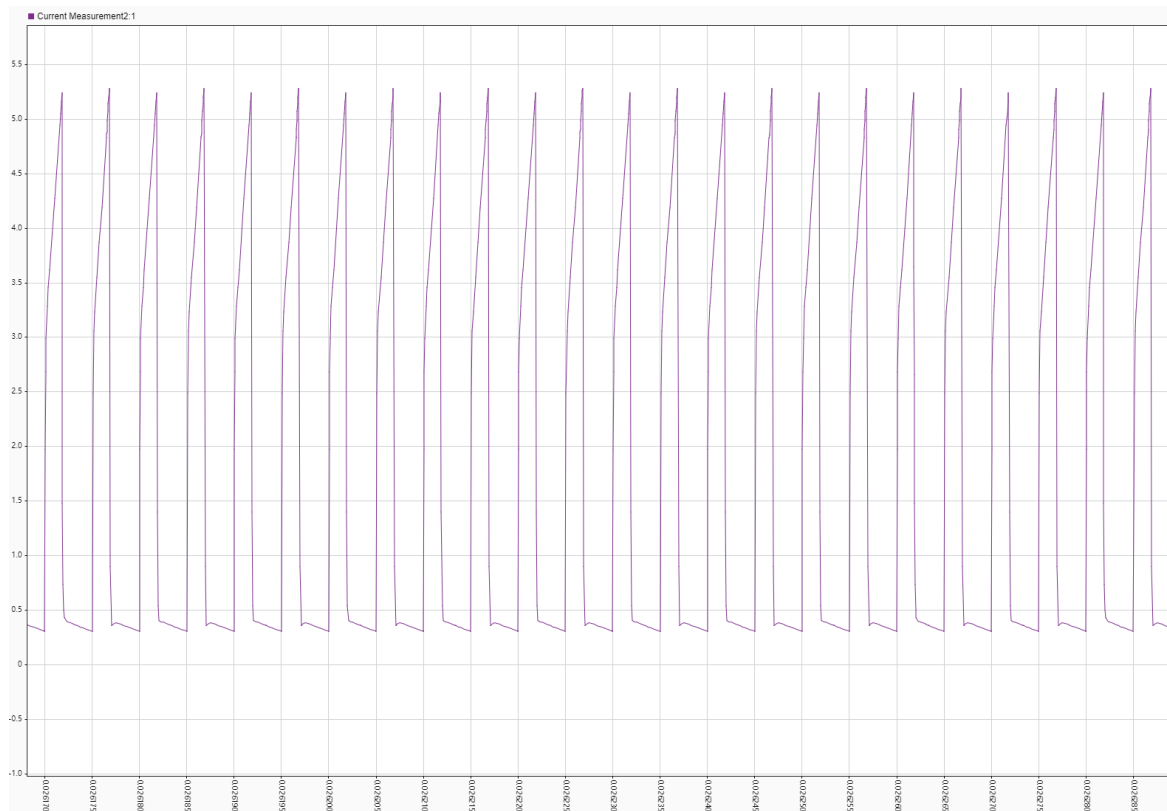


The period and compare values must be within a lower and an upper limit related to the high-resolution implementation and listed in [Table 216](#):

- The minimum value must be greater than or equal to 3 periods of the f_{HRTIM} clock. The value 0x0000 can be written in CMP1 and CMP3 registers only, to skip a PWM pulse. See [Section : Null duty cycle exception case](#) for details
- The maximum value must be less than or equal to 0xFFFF - 1 periods of the f_{HRTIM} clock.

最小值必须大于或等于 f_{HRTIM} 时钟的 3 个周期。值 0x0000 只能写入 CMP1 和 CMP3 寄存器，以跳过 PWM 脉冲。后来调整了代码解决了这个问题

另外一个情况是输入电流检测的问题，输入电流因为 DCDC 一直工作的原因，采样到的电流本身就应该是一个跟随开关情况的方波状态，需要对这个方波进行滤波才能得到一个比较稳定的直流值，仿真示意图如下：



因为当初觉得使用滤波也能达到这样的效果，再加上带 PWM 抑制器的电流感应放大器都比较贵，就是用了性价比比较高（垃圾）的运放，然后使用软件滤波的方案。一开始使用的是硬件低通滤波加传统乘以 $k(1-k)$ 的软件低通滤波器，截止频率给到了 100Hz 才能使得输出的结果保持在一个稳定的状态。但是系统的计算频率是 200kHz，100Hz 的输入信号不满足采样定理，就一直导致功率环振荡，并且软件低通滤波器一多也导致系统一直卡在 200kHz 中断中（这是执念，就是想用控制频率 200kHz）。后来发现了 FMAC 外设就将输入的电流滤波使用 FMAC 外设完成了。

说起 FMAC 外设，这里需要特别感谢一下智能车实验室的谷逸明同学。因为 G474 资料很少，我们配置 DMA 使用 FMAC 外设花了整整一天加一个通宵的时间（我们两个智障搞错了一个很简单的概念导致一直卡在一个地方）。最后使用了一阶 IIR 滤波，输入电流的采样频率为了满足滤波导致的频率开销，选择了 400kHz 的采样，最后滤波效果很好，可以看到测试视频里头的功率环十分稳定，响应也很快。

另外特别感谢一下深圳科技大学的熊泽华，这位老哥在技术上与我有不少的交流，也提

供了一些很好的思路。笔者迄今为止也做过不少竞赛了，但还是被 Robomaster 竞赛开放的生态所吸引，在这里的大家从不吝啬自己的技术，总是大大方方的拿出来给别人看，这也是驱动笔者在紧张的考研复习期间完成这份开源报告的源动力。我也想为 Robomaster 的开源生态献出自己的一份绵薄之力。

最后需要感谢一下在山海 Mas 战队的大家，战队建队的第一年尤其不易，在没有先人的基础上，每位队员身上都肩负着很多责任。尤其需要感谢我们的队长，在建队初期时我一度以为我们没有办法真正的迈向赛场，到现在我们第一年参加联盟赛就获得了山东站十六强、辽宁站十六强的成绩，我对我们队长的领导和沟通能力表示深深的折服。另外也感谢同样身负重任的其它技术骨干，在我大学生涯的 Last Dance 能这么尽兴也多亏了大家。

最后的最后想说点什么，但是一直又想不出来说点什么，一切尽在不言中了。



附件

附 1：元器件明细表

电容管理板器件较多，图片比例不适合在 word 文档中展示，如需要请移步./HARDWARE/Ultra_CAP_Ctrl/Ultra_CAP.pdf 文件查看；

| Comment | Description | Designator | Footprint | LibRef | Quantity |
|-----------------|---|---|----------------------------|----------------|-----------|
| 100nF | 贴片电容 | C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9 | C0603_L | C | 9 |
| XT30 | | CapA, CapB, CapC | XT30-F | XT30 | 3 |
| 60F/2.7V | 直插电解电容 | CE1, CE2, CE3, CE4, CE5, CE6, CE7, CE8, CE9 | CE-7.5*18*35.5 - BK | CE | 9 |
| AP2045Q | Trans MOSFET P-CH 20V 65A 8-Pin PDEFN EP T/R | Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9 | TDFN33-8 | AP2045Q | 9 |
| 1K | 贴片电阻 | R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R21, R22, R23, R24, R25, R26, R27, R28 | R0603_L | R | 18 |
| 10//10 | 贴片电阻 | R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R29, R30, R31, R32, R33, R34, R35, R36 | R2512_L | R | 18 |
| M3 | 铜柱孔 | SP1, SP2, SP3 | M3 125X200 | M3 | 3 |
| BW6106 | 电容充电保护芯片 | U1, U2, U3, U4, U5, U6, U7, U8, U9 | SOT23-5L | BW6106 | 9 |

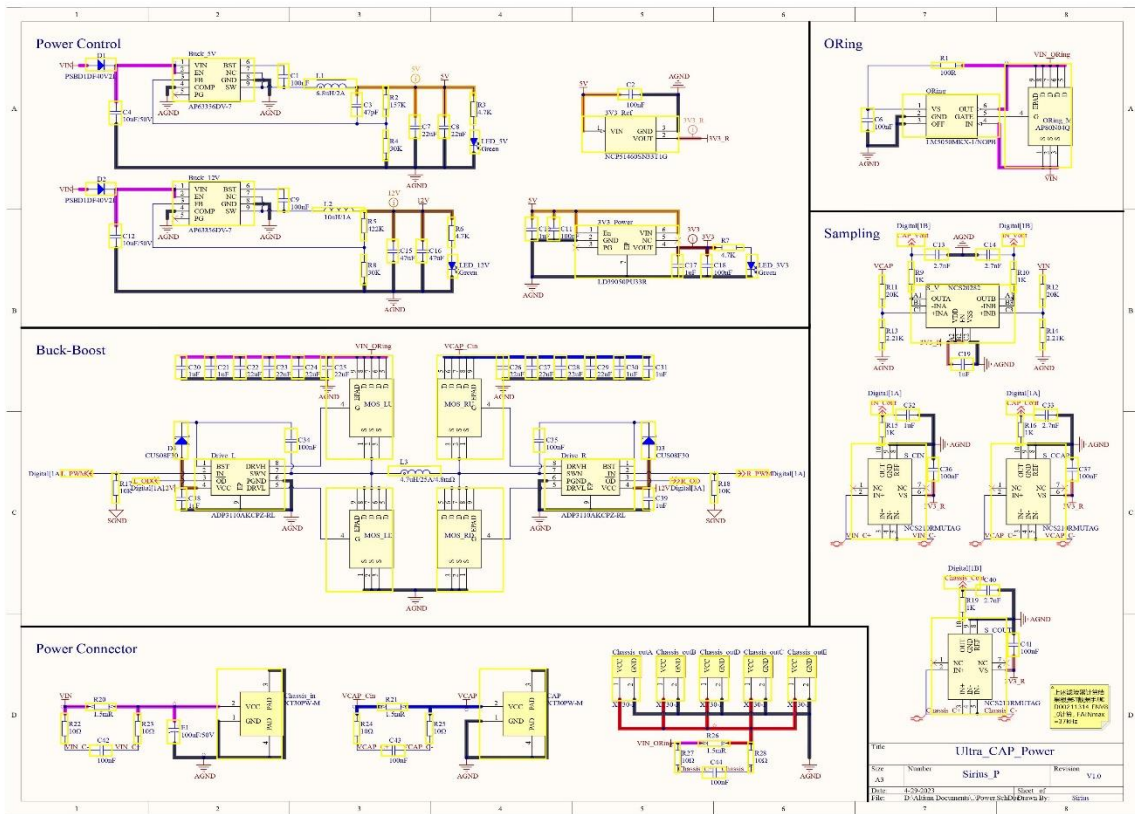
附图 1 元器件明细表

附 2：仪器设备清单

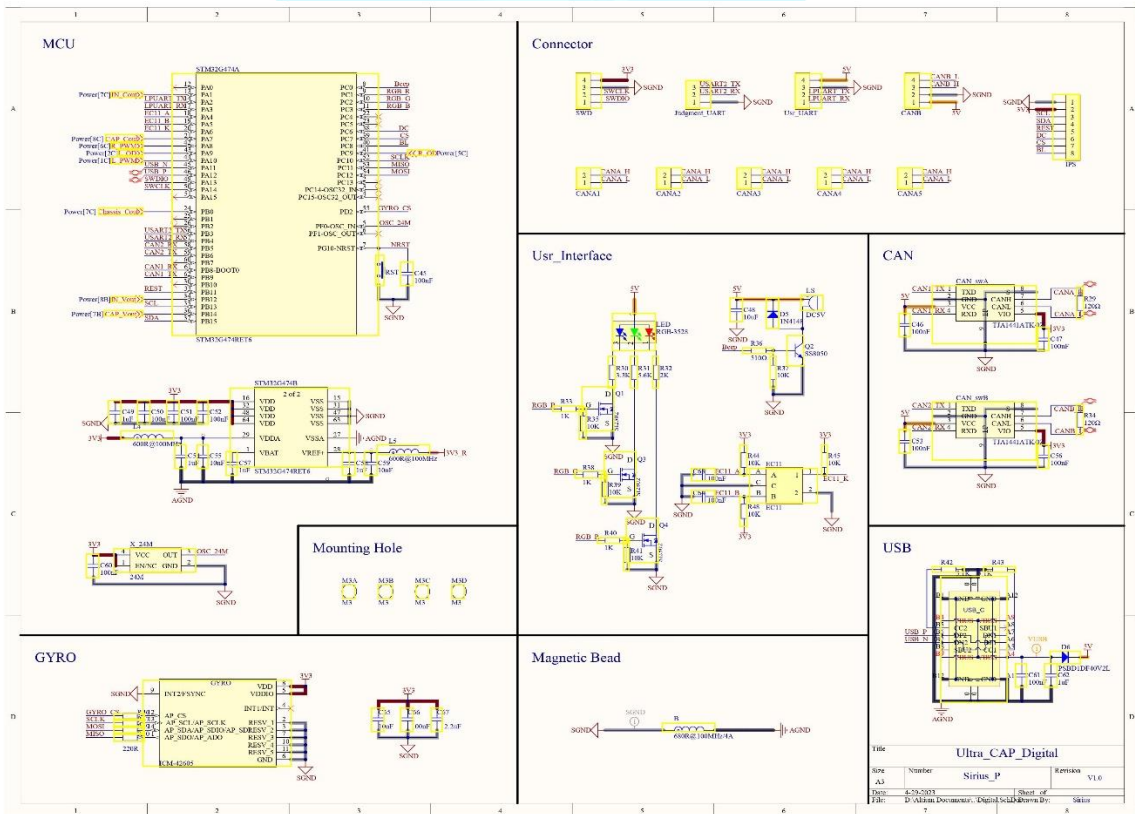
| 序号 | 仪器 | 数量 |
|----|---------------|----|
| 1 | 数字万用表 | 1 |
| 2 | 二通道示波器 | 1 |
| 3 | 30V10A 稳压直流电源 | 1 |
| 4 | 300W 电子负载 | 1 |

附表 1 仪器设备清单

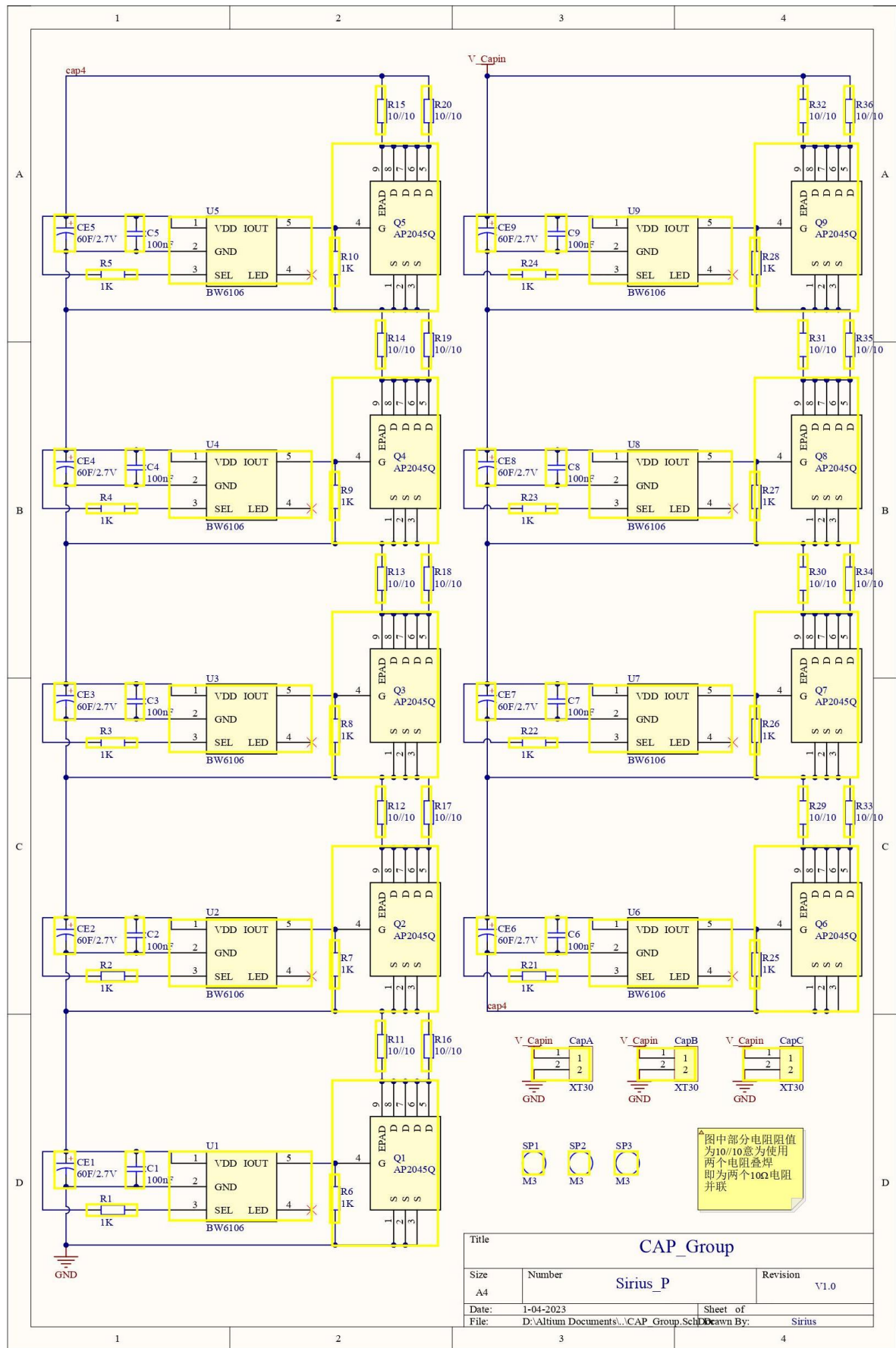
附 3：电路图图纸



附图 2 超级电容控制器模拟部分

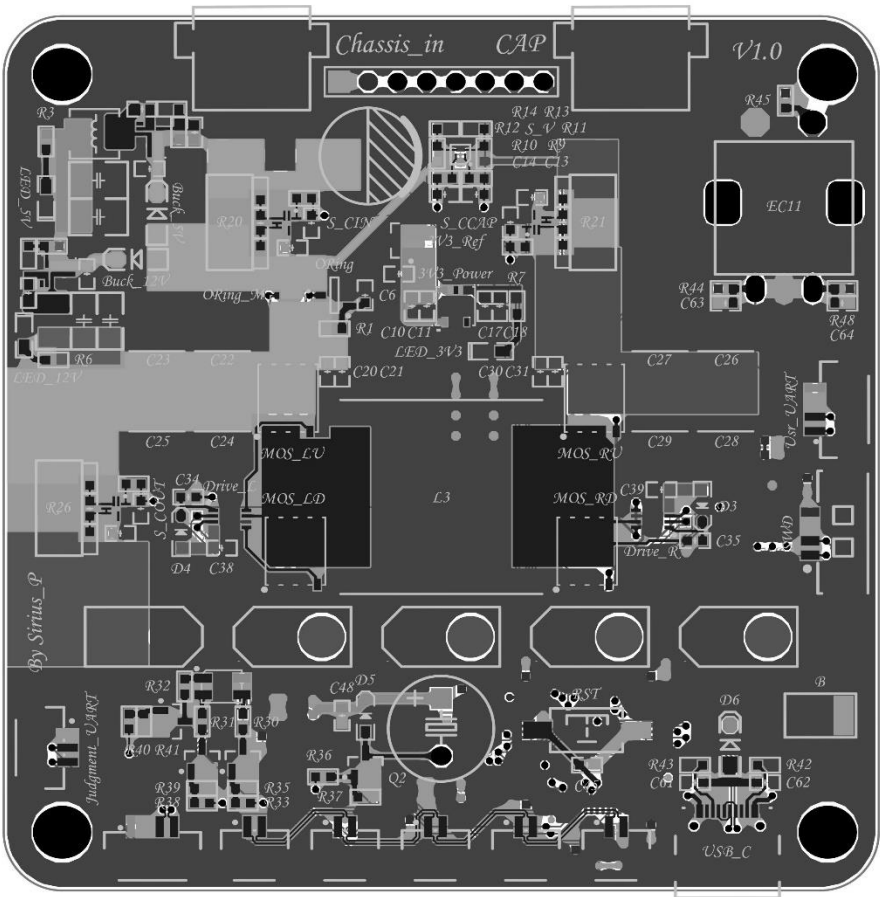


附图 3 超级电容控制器数字部分

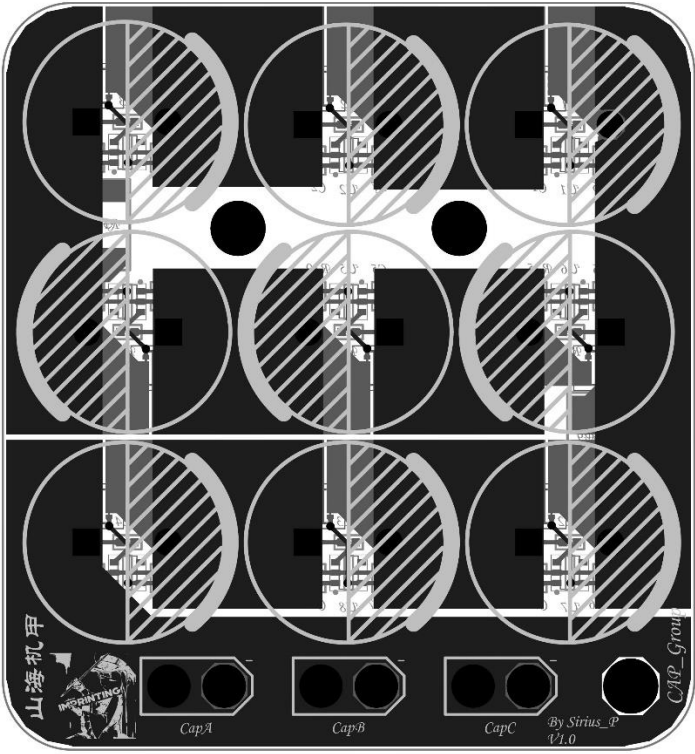


附图 4 超级电容均压板

附 4：PCB 图



附图 7 超级电容控制板 PCB



附图 8 超级电容均压板 PCB

附 5：测量数据

都散了吧，测量数据调试的时候没有注意，全没有规范的记录，有也找不到了。不想再搭测试环境了，原谅我的怠惰。



山海机甲
SHANHAIJIJIA