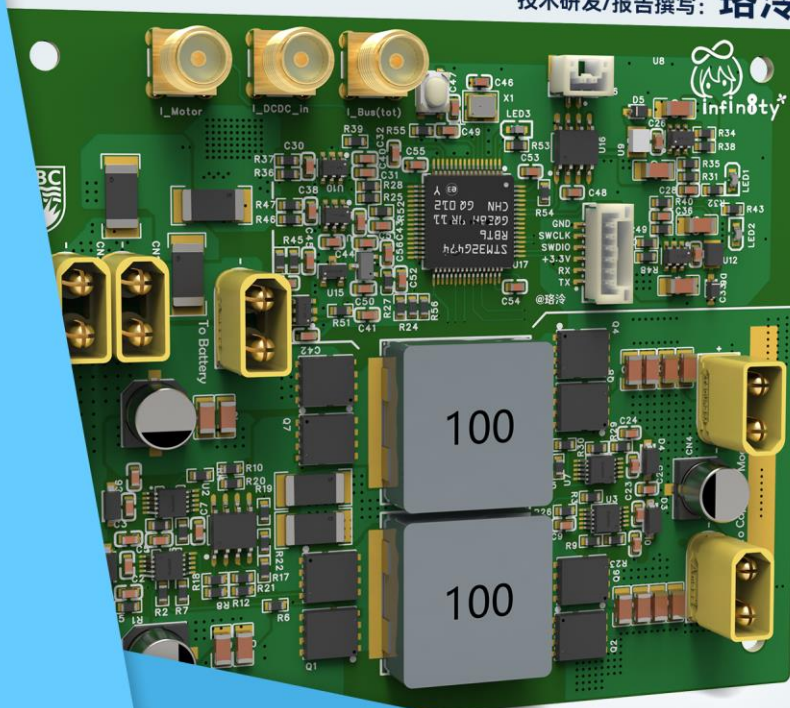


# 超级电容开源报告

1200w, 单环控制, 快速响应, 多相并联

技术研发/报告撰写: 珞玲



*Pacific Spirit*



# 前言

在 RoboMaster 赛事中，超级电容模组被用于突破底盘功率限制。电容模组通过“填谷削峰”的方式，在实际功率低时将盈余功率用于充电，在实际功率高时放电。

本文将从四开关 DC-DC 变换器最基本的原理入手，一步步推导变换器系统的传递函数，并讲解超级电容控制器的设计方法。本文也将介绍 Pacific Spirit 战队采用的超级电容控制方案。该方案对于常见的四开关 Buck-Boost (FSBB) 方案做出了诸多创新改进，简化了控制过程，解决了多控制环路复杂且容易耦合、低控制频率下功率响应慢、峰值功率受电感饱和和电流限制等问题。同时，该超级电容集成了电感续流电流(Free-wheeling current)感测功能和高级定时器 (HRTIM) 支持，为相移 ZVS 软开关、多变量控制等提供了探索空间。

预祝大家的超电之路一路顺畅。

# 目录

Part 0. 超级电容控制板工作演示 .....	3
Part 1. DC-DC 变换器建模 .....	5
伏秒定则推导 .....	5
传递函数与占空比映射 .....	6
积分 (I) 控制器 .....	7
控制器误差分析和效果展示 .....	8
Part 2. 硬件电路设计 .....	9
电流采样电路 .....	10
主功率电路 .....	10
辅助电源和 MCU 电路 .....	13
布局布线注意事项 .....	14
Part 3. 固件编写 .....	16
电流安全包络 .....	17
上电浪涌电流消除 .....	18
过/欠压保护 .....	19
代码性能优化 .....	19
动能回收 .....	21
通信 .....	21

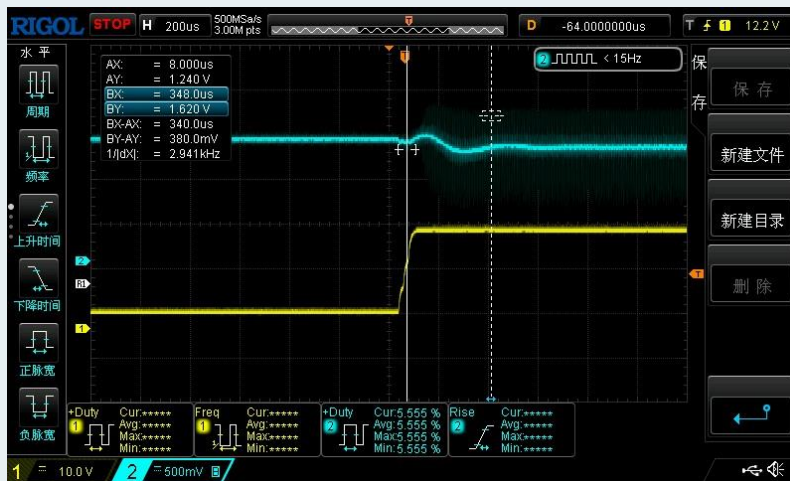
注：本报告中所引用的第三方图片和文档不在开源许可范围内。



## Part 0. 超级电容控制板工作演示

超级电容控制板共有三个接口，分别连接电机，底盘总输入，以及电容模组。任意时刻，

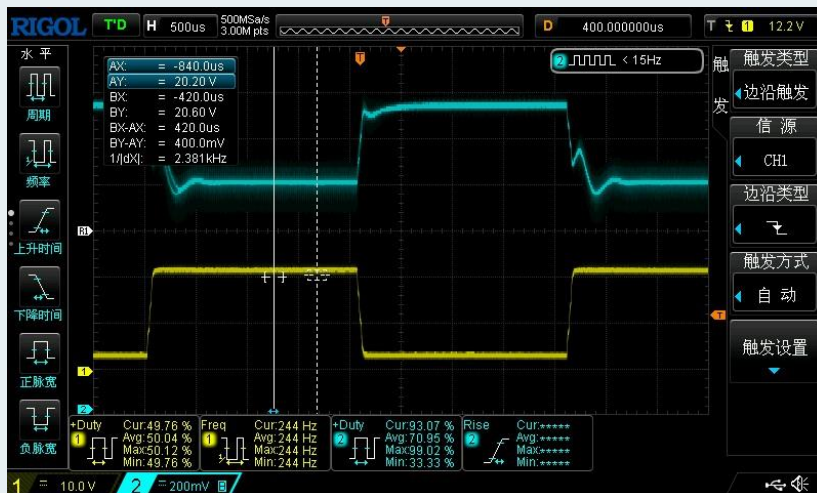
底盘总输入电流=电机电流+连接电容的开关变化器电流。



设定最大功率 50w，供电电压 23V。负载仪模拟底盘电流在 80us 内从 1A 上升到 5A。

黄线为负载仪端电流，蓝线为底盘总输入电流。电流在约 300us、 $I_{pp} = 3A$ 的波动后恢复原

值。(恢复到的电流和原电流相比稍大，可能来自于控制器的 ADC 误差)



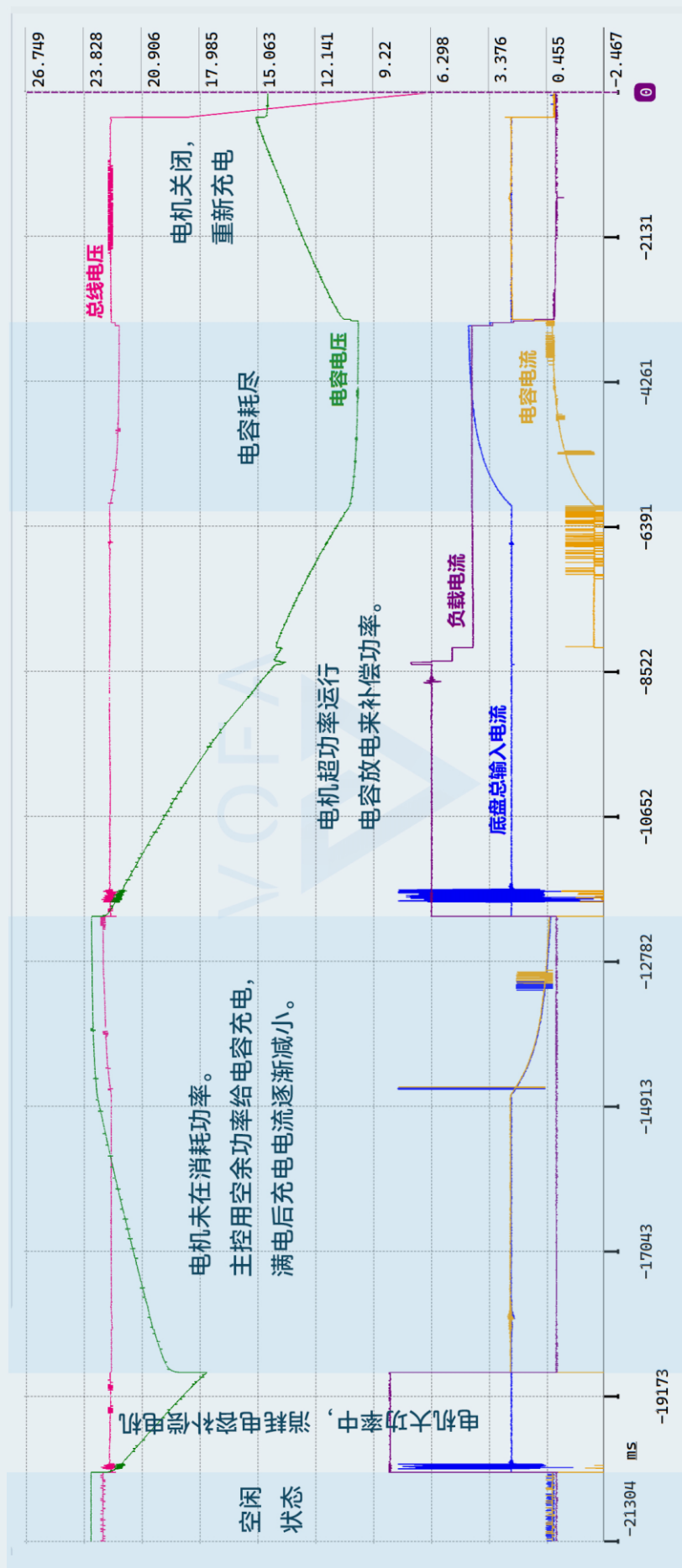
相同参数下，模拟电机电流在 1A 到 5A 之间来回跳变。黄线为负载仪端电流，蓝线为连接电容的开关变换器输入电流。



下图是超级电容控制器的完整工作流程演示。电机负载由一台 M9712 负载仪模拟。电容组标称 24.3V 6.7711F，

代码中设置满电电压为 23.5V。超级电容系统的目标是使得底盘总输入功率在任何时间内均不超过特定值。在图中

的系统中，功率限制被设定为 50w。这意味着当总线电压为 22V 时，总输入电流不应超过 2.27A。





## Part 1. DC-DC 变换器建模

并联式超级电容控制器的目标是使底盘总功率恒定。即，通过改变电容上的电流流向来提供或消耗功率，从而使底盘总功率维持在期望值上。本质上来说，超级电容控制器是一个电流可控的双向 DC-DC 变换器。

最常用的超级电容控制器架构是四开关 Buck-Boost 型。这种架构可以兼容高于或低于总线电压的电容组，并且电源关闭时两只上管的体二极管方向相反，能够防止漏电。

下面我们将对开关变换器进行建模。

太长不看：可以使用逐周期积分控制器使四开关 DC-DC 变换器上的电流收敛到目标值。

### 伏秒定则推导

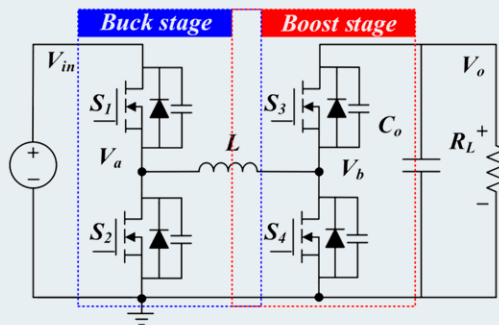
基本电路定理告诉我们，电感上电流的变化率由电感两端电压差决定，有以下公式：

$$V = L \frac{di}{dt}$$

假设电感两端电压差为  $V$  恒定，经过时间  $\Delta t$  后，电感上电流的总变化量为：

$$\Delta i = \frac{V \Delta t}{L}$$

现在我们在电感的两端引入 mos 管组成的半桥。在任意时刻，上管和下管中的一个将会开启。在每个周期中，两个半桥一共可能经过四种开关状态：



图源：Liu et al., 2021

开启的 mos 管	电感上的电压 ( $V_a - V_b$ )	电感上电流的变化量 ( $\Delta i$ )
S1, S4	$V_{in}$	$\Delta i_{14} = \frac{V_{in} t_{14}}{L}$
S1, S3	$V_{in} - V_{out}$	$\Delta i_{13} = \frac{(V_{in} - V_{out}) t_{13}}{L}$
S2, S3	$-V_{out}$	$\Delta i_{23} = \frac{-V_{out} t_{23}}{L}$
S2, S4	0	0

简单整理可得，一个周期内电感上电流的总变化量为：

$$\Delta i_{14} + \Delta i_{13} + \Delta i_{23} = \frac{V_{in}(t_{14} + t_{13}) - V_{out}(t_{13} + t_{23})}{L}$$

这其中， $(t_{14} + t_{13})$  实际上就是 S1 开启的总时间， $(t_{13} + t_{23})$  是 S3 的总开启时间。当使用 PWM 控制左右半桥时，S1、S3 的开启时间由 PWM 的占空比决定。对于处于稳态的电路，即经过每个周期后电感电流不变，变换器两端电压也不变时，左右半桥上的电压和其开启时间的乘积相等。有公式：

$$V_{left} P_{left} = V_{right} P_{right}$$

P 为半桥占空比，在 0~1 之间。

开关电源这一特性被称为伏秒定理。如果我们将伏秒定理这样写出，可以得到输出电压公式：

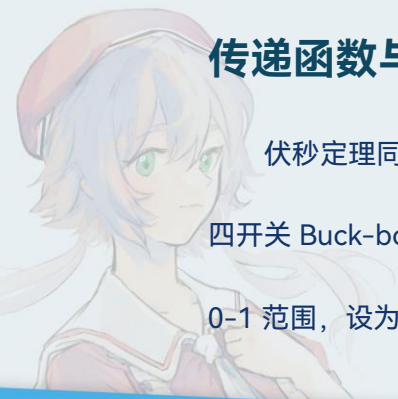
$$\frac{V_{right}}{V_{left}} = \frac{P_{left}}{P_{right}}$$

当仅需要降压功能时可以将电感输出侧半桥省去，得到 Buck 电路，此时  $P_{right} = 1$ 。当

仅需要降压功能时可以将电感输入侧半桥省去，得到 Boost 电路，此时  $P_{left} = 1$ 。

## 传递函数与占空比映射

伏秒定理同时揭示我们可以通过控制半桥占空比来控制每周期的电流变化值， $\Delta i$ 。由于四开关 Buck-boost 有两个占空比可控，为了简化控制，我们将这两个占空比映射到统一的 0-1 范围，设为 x。即，当 x 在 0-0.5 之间时，对应 buck 占空比在 0-1 之间，boost 占空



比为 1。当  $x$  在 0.5-1 时，对应 boost 占空比为 1-0，buck 占空比为 1。

设系统的电流值为输出量， $y = i$ 。

在 buck 阶段，通过伏秒定则可得

$$y[n] - y[n-1] = \frac{2xV_{in} - V_{out}}{Lf_{sw}}$$

对系统进行 Z 变换可得到

$$Y = \frac{2V_{in}}{Lf_{sw}(1-z^{-1})}X - \frac{V_{out}}{Lf_{sw}(1-z^{-1})^2}$$

右侧的零输入响应描述了当电感左端被短路到地后，电感电流的无限线性增长。

在 boost 阶段，通过伏秒定则可得

$$y[n] - y[n-1] = \frac{V_{in} - (2-2x)V_{out}}{Lf_{sw}}$$

对系统进行 Z 变换可得到

$$Y = \frac{V_{in} - 2V_{out}}{Lf_{sw}(1-z^{-1})^2} + \frac{2V_{out}}{Lf_{sw}(1-z^{-1})}X$$

当 Boost 占空比为 0（即映射后占空比  $x=1$ ）时，方程描述了当电感右端短接到地后，电感电流的无限线性增长。

对于这个电路，我们可以设计一个控制器来调节占空比来将电流稳定在设定值上。当然，设定值可以是正值（充电），也可以是负值（放电）。

## 积分 (I) 控制器

对于如上系统，我们可以施加一个积分控制器。已知积分器的传递函数为

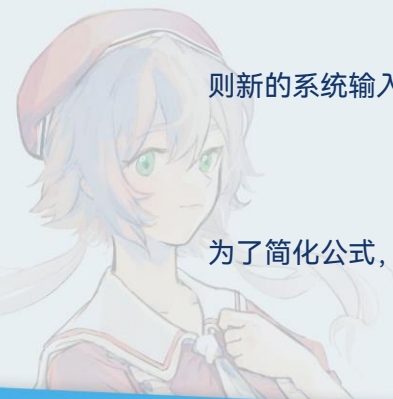
$$H(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$$

则新的系统输入为：

$$X = \frac{\alpha(Y_{target} - Y)}{1-z^{-1}}$$

为了简化公式，设  $c = Lf_{sw}$ 。输入代入到上一节中的 Buck 系统函数：

$$Y = \frac{2V_{in}}{c(1-z^{-1})} \frac{\alpha(Y_{target} - Y)}{(1-z^{-1})} - \frac{V_{out}}{c(1-z^{-1})^2}$$



当四开关变换器的目标电流恒为 $I_{req}$ 时，有

$$Y_{target} = \frac{I_{req}}{1 - z^{-1}}$$

代入到 buck 系统函数并使用计算器化简后可得到

$$Y = \frac{2\alpha I_{req} V_{in} - V_{out} + V_{out} z^{-1}}{2\alpha V_{in} + c - 2\alpha V_{in} z^{-1} - 3c z^{-1} + 3c z^{-2} - c z^{-3}}$$

根据 Z 变换的终值定理  $y(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} [(z-1)Y(z)]$  进行验证

$$\lim_{z \rightarrow 1} [(z-1)Y(z)] = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{2\alpha I_{req} V_{in} z^3 - V_{out} z^3 + V_{out} z^2}{2\alpha V_{in} z^2 + c z^2 - 2c z + c} = I_{req}$$

可证明系统将收敛到目标电流。

使用终值定理方式验证 Boost 模式时的相同积分控制器：

$$\lim_{z \rightarrow 1} [(z-1)Y_{boost}(z)] = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{2\alpha c I_{req} V_{out} z^3 + V_{in} z^3 - V_{in} z^2 - 2V_{out} z^3 + 2V_{out} z^2}{2\alpha c V_{out} z^2 + c^2 z^2 - 2c^2 z + c^2} = I_{req}$$

要将恒电流控制转为恒功率控制，只需在每个控制周期开始时根据当前电压计算目标功率所对应的电流，并将此电流设为控制器的目标电流即可。

## 控制器误差分析和效果展示

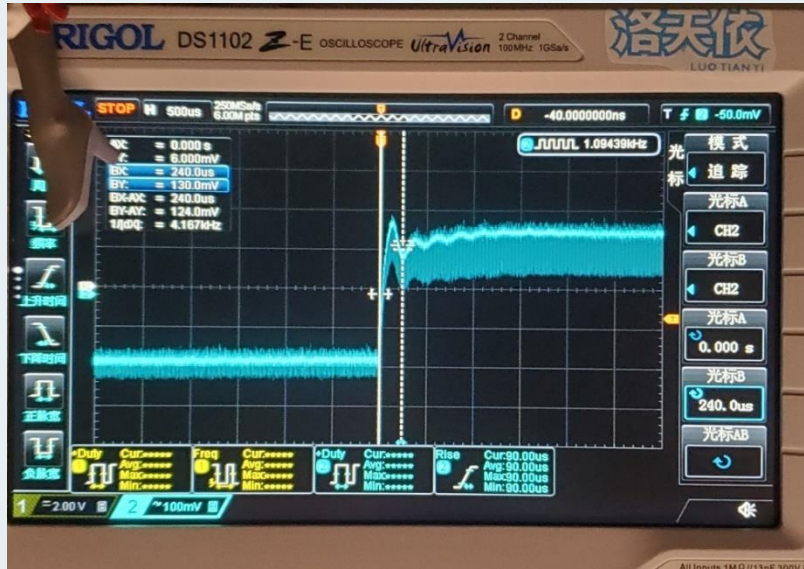
以上积分控制器在推导过程中假设了电容组和电池为理想电压源。在真实的超级电容运行环境中，电池端由于超电的存在，电流波动较小，电压基本稳定；对于电容组端而言，由于电容组内阻，接头和导线内阻，电容组端电压在大电流波动下电压波动相对明显。实测 9s/10s 电容组的电压波动在 2-5V 范围，在积分控制器系数较小时并未影响系统工作。

上一节中我们的控制目标和测量目标均为电感电流 $I = I_L$ ，而在真实的电路中我们讨论的一般是开关变换器的输入输出电流。这两个电流间存在一个常数关系（常数由输入输出电压决定）。数学上来说，将电流乘以一个常数不会影响系统的可控。

下图为笔者在 STM32G4 上实现的逐周期控制器。被控的是某早期版本的单相四开关超级电容主控板。当 $I_{req}$ 为单位阶跃时，实际测量到的电流波形如图。可见控制器主要上升沿



约 90us，过冲持续 240us，然后逐渐稳定。



注：图上的控制器代码中除积分项外还存在比例项、微分项。

实践中发现这两项非常容易导致系统震荡，因此其系数取值非常小，事实上可以忽略。

为了消除 ADC 采样结果中的噪声，代码对测量的电流电压等信号使用了一阶数字低通滤波器。滤波器的系数设定以能显著减少噪声且截止频率高于有效信号频率为准。笔者的推荐系数范围为 0.1-0.5 左右（因响应速度需要和电路噪声大小而异）。用于电流信号的滤波器截止频率建议高一些，用于电压信号的滤波器截止频率可以稍低。

下表为上图电路的一些参数。

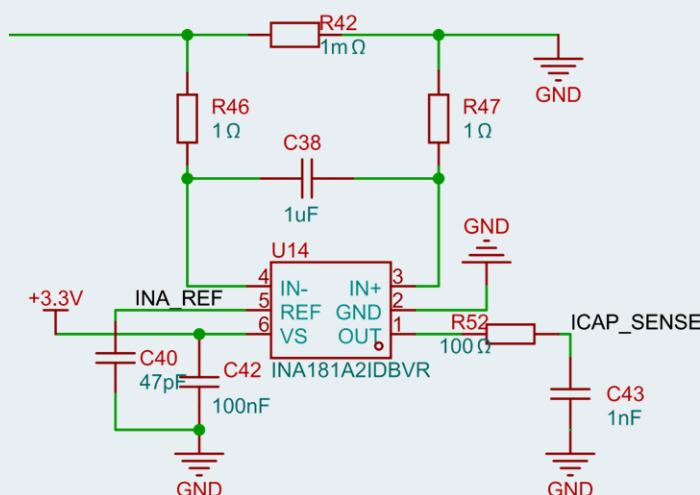
系统频率 $f_{sw}$	425 kHz
电感 $L$	8.2 uH
输入电压 $V_{in}$	~23 V
积分系数 $\alpha$	60000

## Part 2. 硬件电路设计

笔者踩过的坑都写在这里了.....

## 电流采样电路

本方案采用了 INA181 作为电流测量用放大器。由于采用 CAN 通信，超级电容控制器和机器人其他部分并没有强共地需求，因此可以在低侧放置采样电阻。低侧采样对放大器共模电压耐受能力要求低，可以省去 INA240 这类昂贵放大器的花销。



图中 C38, R46 和 R47 共同构成了放大器输入端的低通滤波器。R52, C43 共同构成了输出至 ADC 端口的低通滤波器。由于 ADC 内部采样电容的存在，ADC 开启时放大器流出电流存在突变，滤波器可减小这一过程带来的影响。

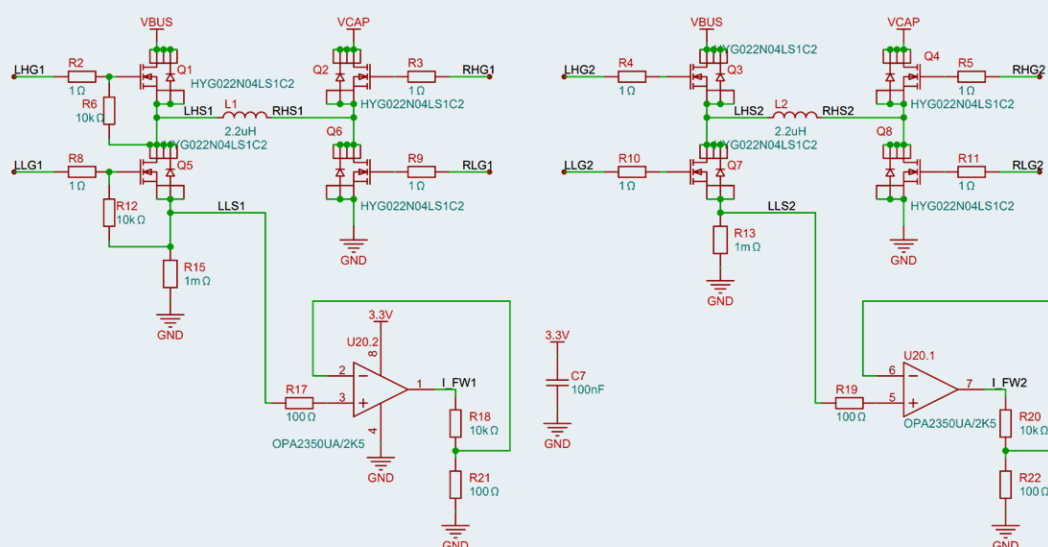
INA\_REF 为双向测量时的零电流参考电压，由 REF3012 电压基准提供。注意对于大多数基准源和放大器缓冲器而言，其输出上的容性负载不能太大（否则会失稳震荡），因此 C40 不宜过大。

## 主功率电路

控制板主功率部分为两相并联交错的四开关 DC-DC。功率 MOSFET 为华羿微的 HYG022N04LS1C2，具有 150A 持续漏级电流，2.2mR 的导通电阻和 29nC 栅级电容，且写此文时价格仅为 1 元。

关于多相交错的详细优点和挑战，可以参考 TI 的 ZHCAA82B 文档。简单来说，多相交

错（两相或更多）的 DC-DC 电路通过错开相与相间 PWM 信号的相位，使得相间的电流纹波峰波谷相抵消，从而显著降低总纹波。频率为  $f_{sw}$  的 N 相开关变换器纹波与  $N \times f_{sw}$  频率的单相变换器相同。

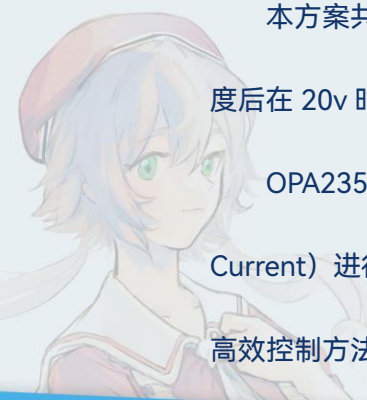


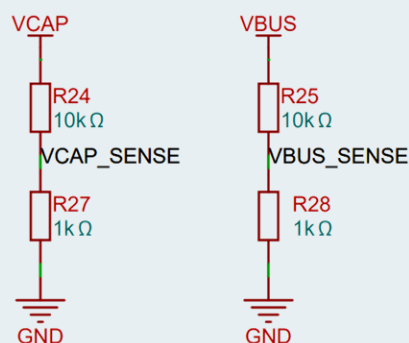
更低总纹波有显著的好处：首先，输入电容和输出电容的需求变小了很多。电容 ESR 带来的损耗也变小了。其次，根据焦耳定理，电流被分摊到多路后，MOS 管和电感上的 DCR 所造成的损耗变小，有利于提高很大电流时的效率。因此，多相交错在 CPU 供电等低压大电流场合非常常见。

长久以来，超级电容控制器的设计功率受制于电感的饱和电流。市场上单个电感的饱和电流普遍在 30-60A 之间。考虑安全余量的情况下，最大功率难以超过 600-700w 量级。多相交错方案完全摆脱了单个电感的饱和电流限制，最大功率可以随着相数增加成倍提高。

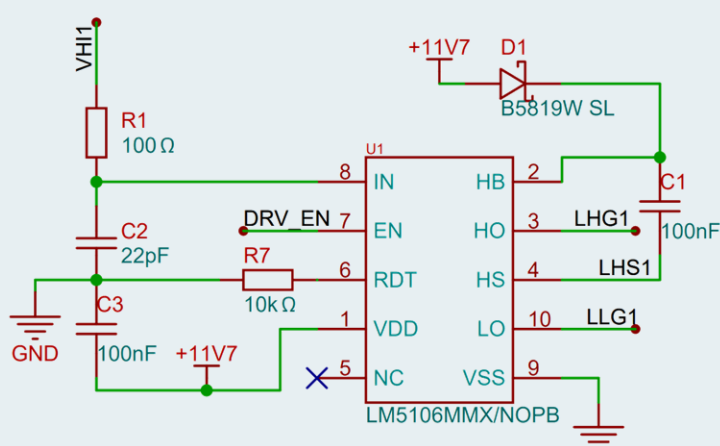
本方案共两相，每一相采用饱和电流为 50A 的 3.3uH 1770 一体成型电感。考虑安全裕度后在 20v 时有**超过 1200w 设计功率**。

OPA2350 高速运放可以在两个下管均导通时对电感的续流电流（Free-wheeling Current）进行测量。这使其兼容如【DOI: 10.1109/TPEL.2021.3064074】等文献提出的更高效控制方法。如无此需求也可省去。





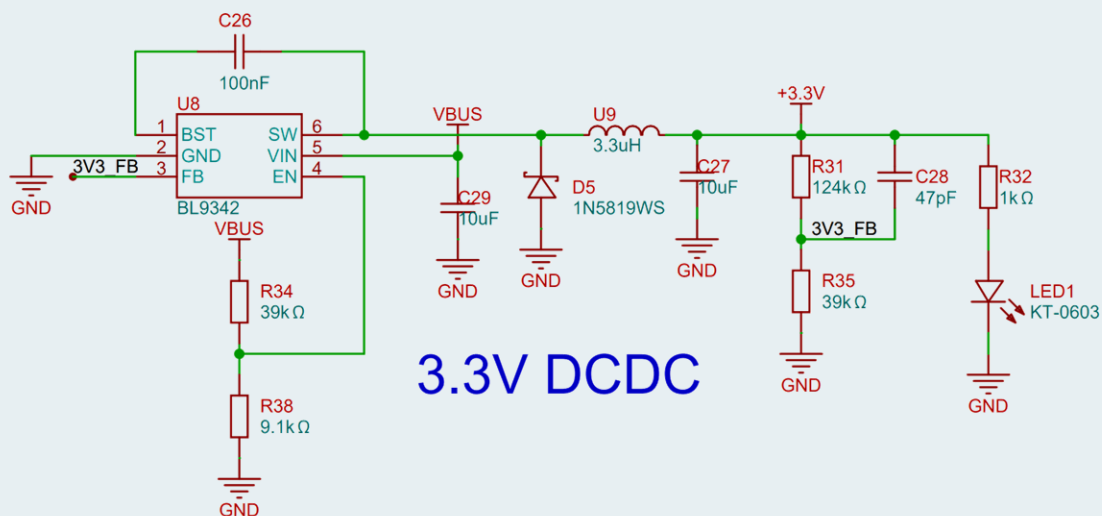
R24, R27, R25 和 R28 构成了两个电阻分压网络, 将电压范围降低到 ADC 可采集范围内。需要注意的是这四个电阻阻值不可过大, 笔者的早期方案中过大阻值曾持续导致采样结果偏小。STM32G4 系列 ADC 内部采样电容在 5-8pF 左右, 可以计算其与采样电阻构成的 RC 系统的时间常数。只要确保 ADC 采样时间至少数倍于采样电路时间常数就能基本消除这种误差。



MOSFET 驱动器为 TI 的 LM5106, 电路设计参照自其数据手册。特别注意的是 PWM 信号走线较长且经过功率区域时, 驱动器输入端容易出现毛刺干扰导致工作不稳定。实践中发现在输入端和地之间并联 22pF 电容可有效缓解, 因此加入 R1, C2。



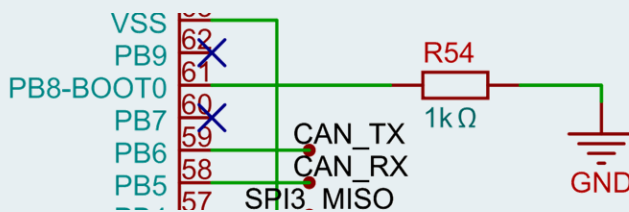
## 辅助电源和 MCU 电路



辅助电源使用了两路 BL9342 异步 Buck 降压, 将电池端 24V 电压降至 MCU 和外围模拟电路使用的 3.3V, 以及 MOS 管驱动器使用的 12V。当电路中存在 REF3033 等 3.3V 电压基准时, 请确保电压基准的供电至少略高于 3.3V。BL9342 支持最高 42V 电压, 可以很好应对控制代码故障时产生的意外高电压。

使用带有使能（EN）脚的电源芯片时，请多留意使能脚的耐压/电平标准。

MCU 选用的是意法半导体的 STM32G474RBT6，具有带单精度浮点单元的 170MHz Cortex-M4 内核，同时具备高精度定时器（HRTIM）。STM32G474 的 HRTIM 具有至多 6 组输出，可以很方便得生成交错相位的 PWM 信号。其 CPU 性能足以支持 350kHz 的逐周期控制。



尽管 G4 的 BOOT0 引脚理论上自带下拉电阻，笔者仍建议保留外部下拉到地，以避免意外的错误配置导致 MCU 卡死在 Bootloader 中。



其余 MCU 电路建议参考意法半导体应用笔记 AN5093 (STM32G4 开发板硬件设计)。

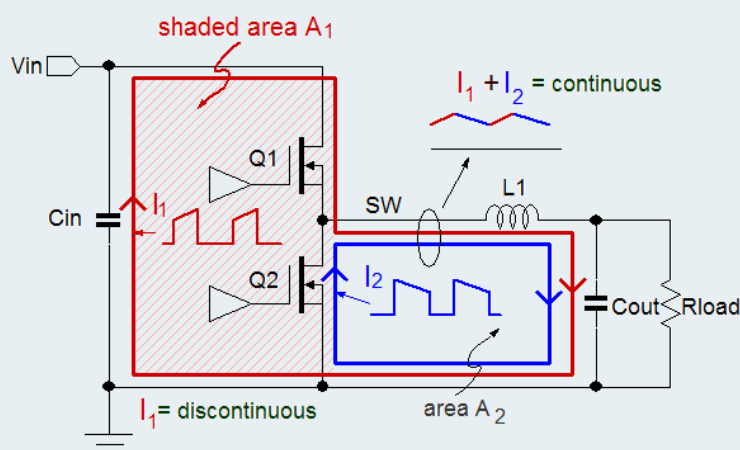
## 布局布线注意事项

综合性能, 成本和可使用加热台焊接考虑, 超级电容控制器 PCB 为四层板, 单面贴片。

整体元件布局图位于下一页。

超级电容的 DC-DC 属于大电流高频回路, 回路的  $\frac{di}{dt}$  值很高, 容易造成强烈电磁干扰。

本文中的四开关 DC-DC 在任意时刻均只有一边半桥处于工作状态, 结构等效于两开关 Buck 电路, 因此可以沿用其分析方法。



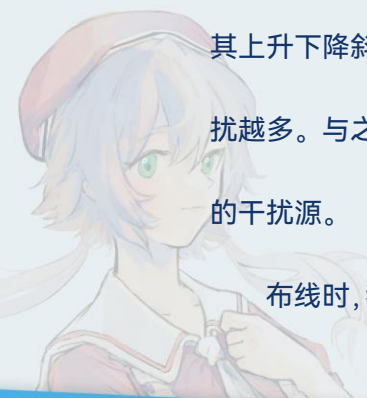
Buck 电路中的关键电流回路。

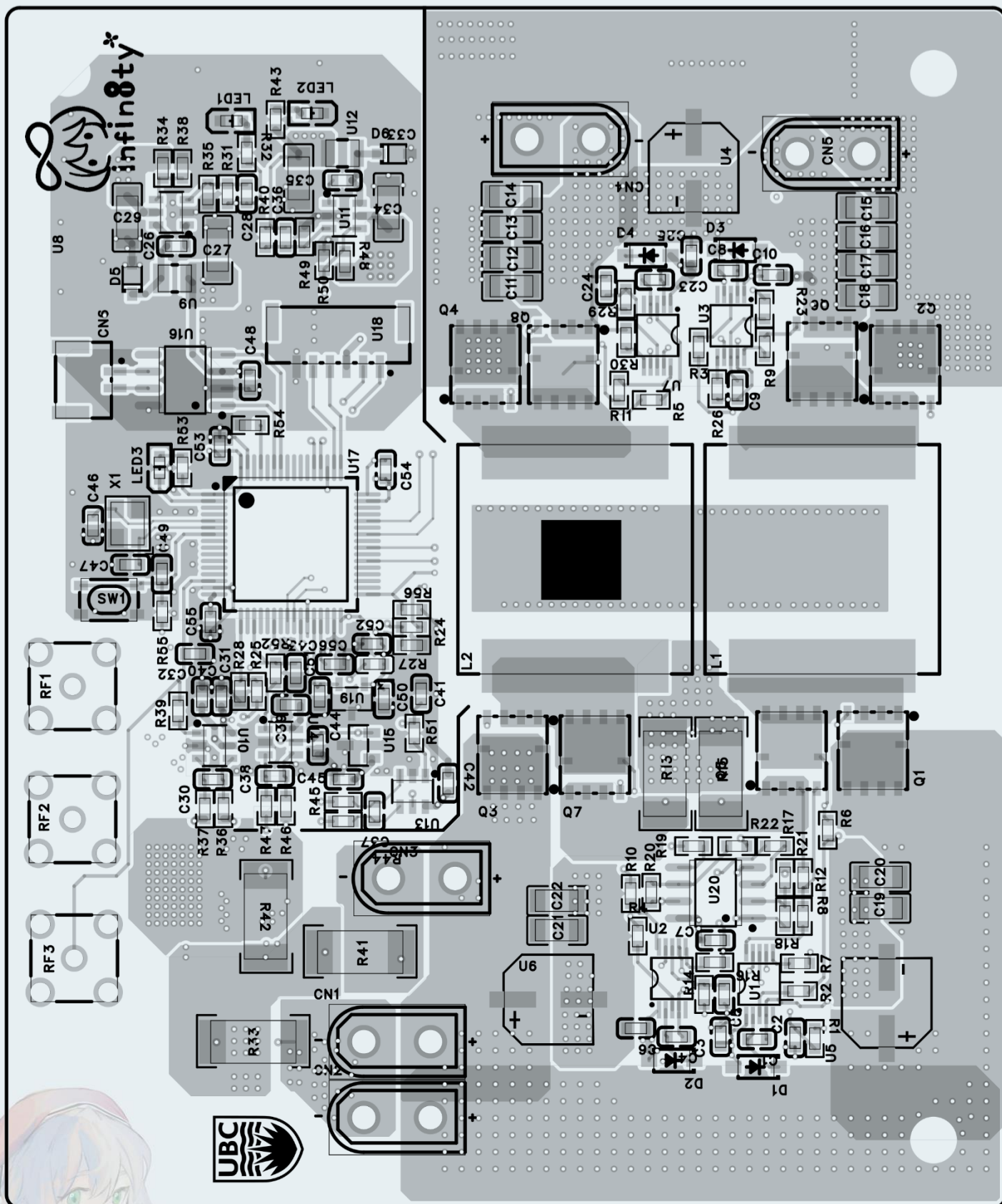
图源: RICHTEK 应用笔记 AN045 - 消除 Buck 转换器中的 EMI 问题

上图中, MOS 管开关会导致变化电流,  $I_1$  (红色) 和  $I_2$  (蓝色)。当上管开启时, 电流从输入电容  $C_{in}$  开始, 流经 Q1, L1, 为输出电容  $C_{out}$  充电, 最后通过地平面回流。当下管开启时, L1 直接对输出电容  $C_{out}$  充电 (Boost 电路具有相同的电流回路, 只是电流流向相反)。

观察上图, 注意到红蓝的重叠区域内环路电流等同于电感电流, 是一个较平缓锯齿波, 其上升下降斜率由电感感值和输入输出电压决定。电感电流纹波越大, 这部分环路发射的干扰越多。与之相比阴影区域的电流在上管开关瞬间存在陡峭的跳变, 是比  $I_1 I_2$  重叠区域更大的干扰源。

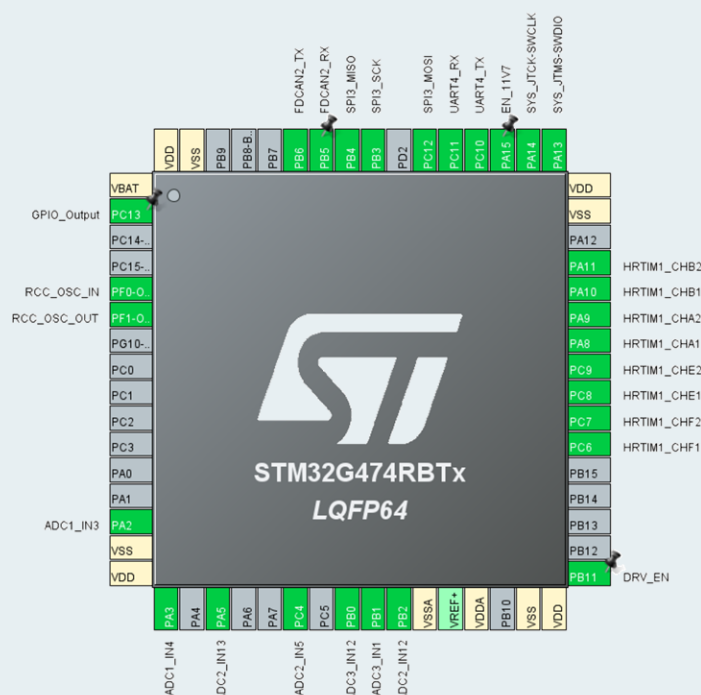
布线时, 我们应优先减小输入输出电容到半桥的环路大小, 其次是电感和地的环路大小。





以 Q4/Q8 半桥为例，电流环路从电容 C11-C14 出发，经过上管 Q4 和下管 Q8 返回电容。电容和半桥在 PCB 上紧贴摆放，环路面积尽可能小。

对于 MCU 部分，在设计原理图时就应注意模数分开，敏感模拟信号和数字信号保持距离。下图是 CubeMX 中控制板 MCU 的引脚分配。电流电压等模拟信号和模拟基准源位于 MCU 下方，PWM 信号由 MCU 右方引出，通信接口等数字信号从上方引出。



本版本设计中一个较大的遗憾是由于空间限制，一部分模拟电路被放置在靠近功率电路和电感的区域。未来版本可以考虑对此进行改进。

合金采样电阻到放大器之前要注意采用开尔文接法，否则采样结果可能严重偏大。

## Part 3. 固件编写

单片机外配置步骤互联网上资料繁多，本文不再赘述。超级电容控制板主要要实现的功能如下：使用 HRTIM 输出相位和占空比可调的 PWM 波；HRTIM 每周期触发一系列 ADC 采样，并通过 DMA 将采样结果转移到内存备用；HRTIM 每周期触发中断以运行控制算法；CAN 进行通信以从主控获取目标功率，并报告超级电容器剩余电量。

## 电流安全包络

我们已经提到 DC-DC 变换器采用的是电流环单环控制。在实际应用中，超级电容主控板还需要解决包括裁判系统电流限制、电容组满充保护、电容组过放保护、过流保护等问题。使用包络线对最大电流进行限制可以解决这一问题。

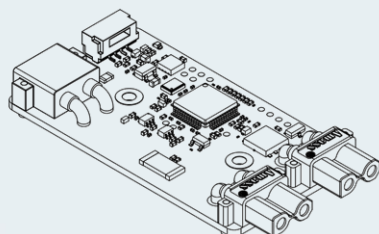
我们规定电流的正值表示电容组被充电，负值表示电容组被放电。

首先考虑满充保护和过放保护。为了防止电容过充，我们令电流的最大值（正值）在接近满充电压时逐渐减小，在达到满充电压时归零。类似的，令电流的最小值（负值）在接近最低放电电压时将逐步减小，并在达到最低放电电压后归零。以此达到自动停止充电和停止放电的目的。

实践中发现，为了更彻底得防止过放，可以在低于过放电压时令电流的最小值为很小的正值（强制涓流充电）。

笔者将电容组的最低放电电压设为了 10V，而并非理想状态下的 0V。主要原因在于根据电容能量公式  $W = \frac{Cv^2}{2}$ ，处于 10V 的 10s 电容组仅剩余 13.2% 能量；这部分能量由于很低的电压，只能以较小的功率放出，作用有限。其次超级电容器和电池同属化学储能，频繁过放不利于其使用寿命。

另一重电流限制来自于 RoboMaster 的裁判系统。在比赛过程中，超级电容主控和电容模组间需串接裁判系统电容管理模块。根据手册，CM01 模块最大只能通过 16A 电流。

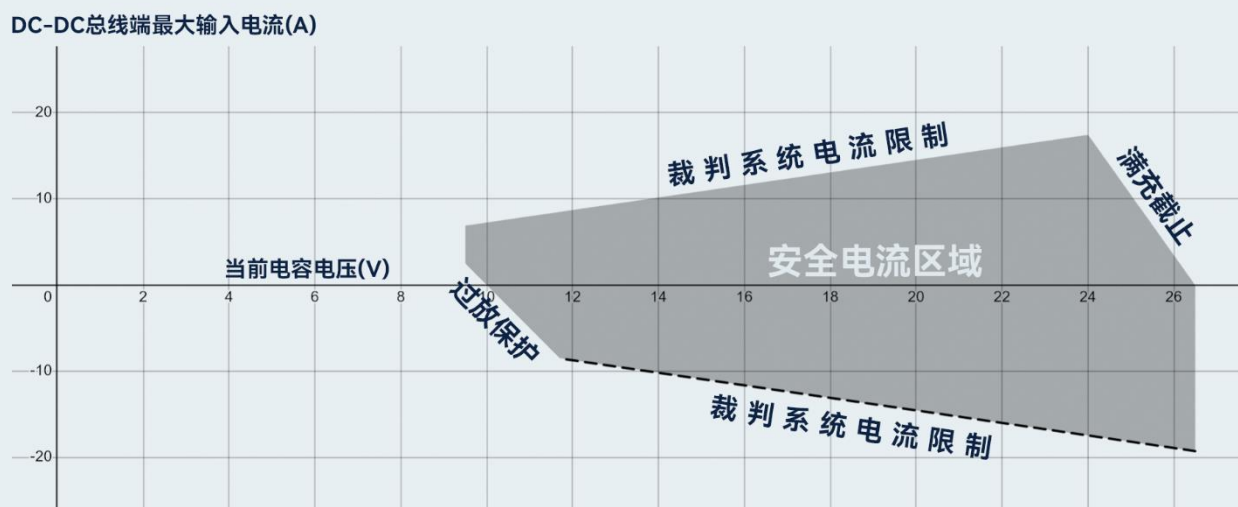


工作电压	5 V
工作电流	55 mA
可检测最大充 / 放电电流	16 A
重量	约 9.8 g
尺寸（长 × 宽 × 高）	56 × 28 × 7.15 mm

这意味着电容端最大电流需要限制在正负 16A 以内。实践中发现，如果此处电流过大，裁判系统将会触发机器人断电保护。



综合以上所有需求, 我们可得到下图的可用电流范围 (以使用 10s 电容组时的总线端输入电流为例):



代码中将传递给控制器的目标电流限幅至此安全范围即可。

## 上电浪涌电流消除

在 DC-DC 变换器上电时, 积分控制器中的积分项为初始值 (常常是 0)。在变换器刚开始工作的前几个周期, 积分控制器无法立刻将控制信号调节到合理范围; 且采样系统中的低通滤波器也需要时间反应。如果不做任何处理, 控制器输出极易导致非常大的短时浪涌电流。

常规软启动方法可能从很小值开始缓慢增大占空比。这一方法仅适用于变换器后端是纯粹负载的情况, 当连接有电的电容模组等电压源时, 反而常常导致浪涌。

为了应对此问题, 笔者采用了如下上电方法:

1. 初始状态下, 开关电源功率部分为关闭状态
2. 收到上电信号后的数毫秒内, 功率部分保持关闭, ADC 采样部分正常运行。电流电压采样上的滤波器将逐渐达到稳态。
3. 根据前文所述伏秒定则, 利用测量到的变换器两端电压计算平衡状态对应的占空比。
4. 使用占空比和积分系数 $\alpha$ 反推出对应的积分值, 并使用该值初始化控制器。





## 过/欠压保护

过压和欠压保护对于超级电容主控的安全上下电至关重要。

以下是笔者经历过的调试事故：开发早期版本的超电时，做完电流环控制后，在无过压保护的情况下直接模拟实车测试。测试结束后发现无法下电，决定直接断开电容模组和主控板的连接。主控正处于充电模式，电容断开后失去负载的输出端电压直接一飞冲天，接下来就是魔法烟雾时间……

超级电容主控具有总线端电压 $V_{bus}$ 的过、欠压保护和电容端的过压保护。总线端欠压保护在阈值设定在 16-18V 之间，用于在底盘断电后安全下电，避免使用电容能量持续工作；总线和电容端过压保护作用均为在控制器跑飞、负载断开时保护电路。

考虑到保护误触发的可能，建议加入保护状态下定时尝试重新上电功能。

## 代码性能优化

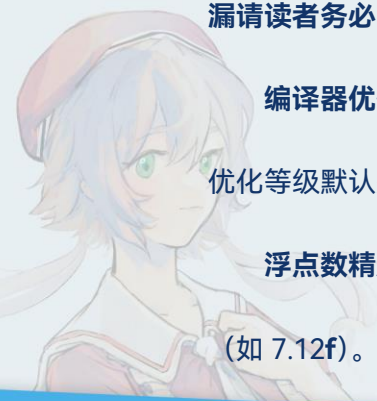
在和其他队伍进行交流的时候，笔者经常遇到对于 STM32 用于逐周期控制时的性能担忧。事实上，就实践测试来看，对于优化到位的代码，STM32G4 系列 170MHz 的 CPU 足以在 400kHz 的中断频率中运行控制器算法。

可以使用空闲的 GPIO 引脚来查看中断用时和中断频率；只要在进入中断时拉高引脚，退出中断时拉低引脚就可以了。

下面是一些使用过的优化技巧。当然，笔者并非 CS 专业，对编译器认识浅薄，如有错漏请读者务必多加指教。

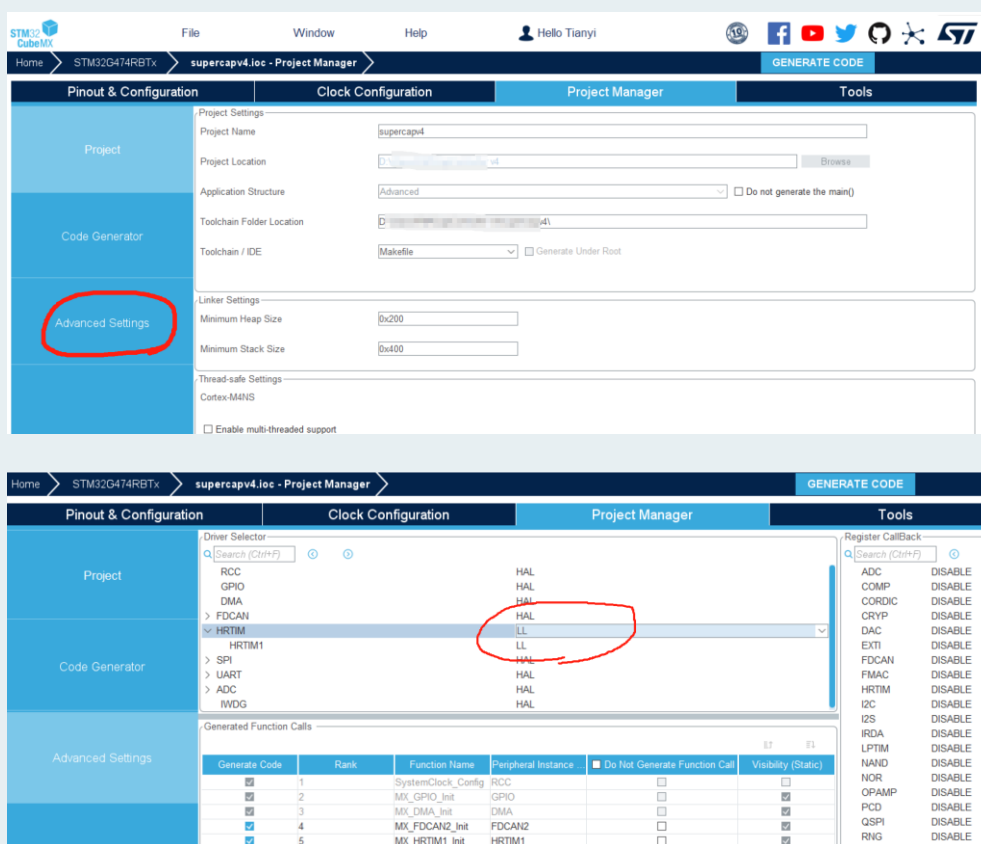
**编译器优化：**笔者使用的开发工具链为 GCC+OpenOCD。CubeMX 生成的 Makefile 中优化等级默认是 -Og。在正式固件中，笔者开启的是 -Ofast，实测比 -O2 要稍快一些。

**浮点数精度：**Cortex-M4 的 FPU 仅支持单精度浮点。代码中用到的常数末尾记得加 f（如 7.12f）。



**乘法代替除法：** $a/10.0f$  和  $a*(1/10.0f)$  在编译器眼里并不相同。在有常数折叠时，后者会被优化成一个乘以一个常数。Cortex-M4 的 VDIV.F32 指令需要整整 14 周期，VMUL.F32 仅需 1 周期。

**关键位置不要使用 HAL 库：**这一条非常重要。对于高频调用的系统库函数，比如定时器中断，写寄存器等，强烈建议使用 LL 库。LL 库的代码中有大量内联指示，实际性能和直写寄存器很接近。CubeMX 支持生成 LL 库的代码：



需要注意在是，清除中断标志位等操作在 LL 库可能需要手动进行。

**避免函数调用：**函数调用所带来的栈操作和跳转会消耗 CPU 时间。常用函数最好加上内联指示或转为宏定义。不过据说有的厉害编译器会自动内联优化？

**更简单的控制器算法：**性能是笔者使用单纯积分控制器的原因之一。相比于完整的 PID 控制，单纯的积分控制会带来可见的运行时间缩短。根据实践测试，PD 环节在电流环控制中不完全必要，甚至可能导致系统震荡。

**人工常数折叠：**出于一些原因，型如  $a*7.0f*1.2f$  这样的表达式有时会编译出两条乘法指令（早期使用 Keil+ARMCC 时观察到）。猜测是浮点计算误差导致结合律失效。总之如果有很多常数，建议用括号括起来，像这样  $a*(7.0f*1.2f)$ 。

## 动能回收

超级电容控制器基于恒功率的电流环控制方式天然兼容动能回收。当底盘电机在刹车时，反向电动势会导致电调向外输出电流。超级电容控制器的控制算法在检测到这一反向电流时会自动提高电容充电电流以进行补偿。这一功能一般无需更改代码即可实现。

## 通信

STM32G474 配有三个兼容标准 CAN 的 FDCAN 接口。每 10ms，超级电容主控将会在 CAN 上发送自己的实时功率补偿能力和电容剩余电压，机器人主控则会通过 CAN 更新希望维持的功率。

超级电容控制器与裁判系统间没有直接通信。功率误差校正和缓冲能量闭环等功能由机器人主控实现。笔者个人认为，超级电容模组在设计上应该和机器人底盘控制部分以及裁判系统解耦；这样，遇到机器人电控策略变动或者裁判系统更新时，超级电容模组的固件无需再更改。

笔者 2024 年作为联队的一员参赛时，联队中另一学校就使用了来自某强队的超级电容模组。这批电容模组采用了直接和裁判系统通信的设计。遗憾的是，对方未提供固件源码，电容主控固件也没有在裁判系统更新后及时修正。这直接导致机器人在比赛中连续超功率阵亡，无法发挥作用。这也是为何笔者要采用解耦设计。

