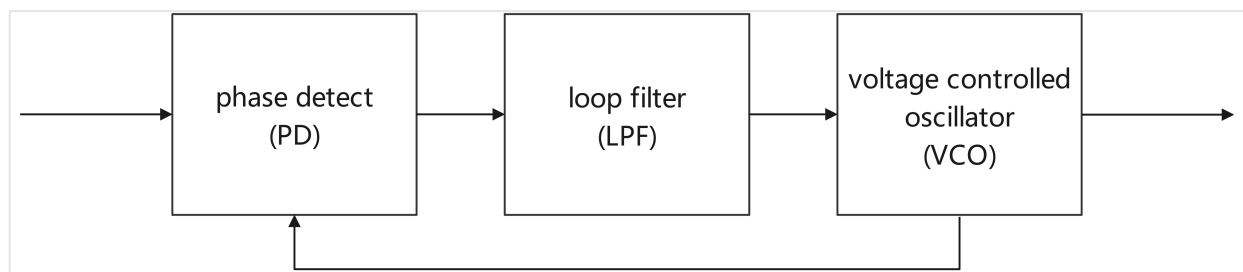


- 一. 三相双向AC-DC系统设计
 - 1.1. 锁相环设计
 - 1.2. 母线电压闭环
- 二. 参数设计
 - 2.1. 仿真参数设计
 - 2.1.1. 负载参数设计
 - 2.1.2. 直流母线电压设计
 - 2.1.3. 直流母线电容参数设计
 - 2.1.4. 交流侧LCL滤波器参数设计
- 三. 三相双向AC-DC系统实物设计
 - 3.1. 样机硬件设计
 - 3.1.1. 辅助供电设计
 - 3.1.2. 电网电压采样
 - 3.1.3. 电感电流采样
 - 3.1.4. 母线电压采样
 - 3.1.5. 负载电流采样
 - 3.1.6. 母线电流采样
 - 3.1.7. SiC-MOSFET半桥
 - 3.1.8. 故障检测设计
 - 3.1.9. MCU控制电路
 - 3.1.10. 继电器电路
 - 3.2. 样机软件设计
 - 3.2.1. 状态机设计
 - 3.2.2. 软启动设计
 - 3.2.3. 中断控制代码设计
 - 3.2.4. 故障保护设计

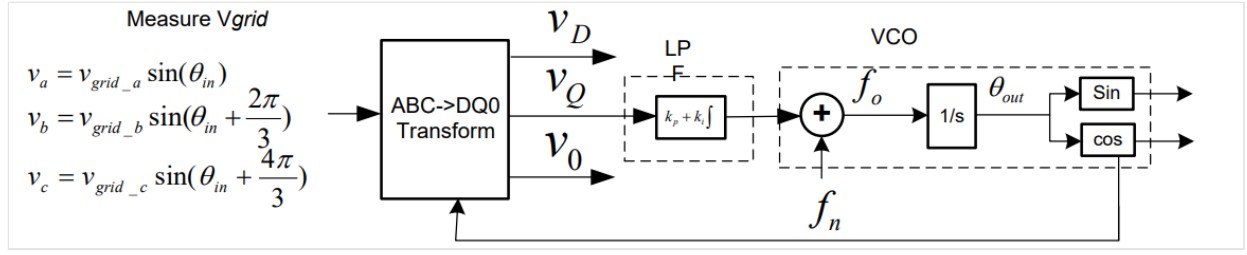
一. 三相双向AC-DC系统设计

1.1. 锁相环设计

获取准确的电网角度是确保有源并网设备正常工作的前提。PLL是一个闭环系统，通过控制内部振荡器，使用反馈环路来保持与外部周期信号的时间和相位同步。锁相环的质量直接影响了其在并网应用中的控制性能。由于并网的设备常常遭遇线路中断、电压不平衡、电压瞬变、相位缺失和频率变化等常见情况，因此PLL需要能够有效地抵制这些误差源，并保持与电网电压的准确同步。一个典型的锁相环由鉴相器，环路滤波器和压控振荡器构成：



在三相系统中，通常将三相电信号变换到同步旋转坐标系（Synchronous Reference Frame）进行锁相。



如图所示，先使用Clark变换将三相量在正交轴上的投影变换到正交分量系统（ α - β 坐标系）下两相电压：

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix} V$$

然后用Park变换和当前相位 θ 信号将两相电压转换为同步旋转坐标系下的d-q电压

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix}$$

PLL 在三相环境中的作用是通过测量瞬时电压波形来准确估计电网电压矢量所形成的角度。假设 PLL 估计的角度为 θ ，实际角度为 ωt ，ABC->DQ0 变换可以使用等式 2 [TBD]和等式 3[TBD] 化简到以下形式：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix}$$

当锁相环角度 θ 接近实际电压矢量角度 ωt 时， $(\omega t - \theta)$ 较小或接近于零，根据等价无穷小原理，则有 $\sin(\omega t - \theta) \approx (\omega t - \theta)$ 。因此，可以说对于平衡的三相电网，当 PLL 锁定时，旋转参考系中的 q 轴分量减小为零，而当未锁定或误差较小时有：

$$V_q \approx (\omega t - \theta)$$

这个特征可以用于SRF-PLL。三相电压通过Clark变换和Park变换到同步旋转参考系中，其交轴分量被用鉴相器。然后使用低通滤波器消除稳态误差得到电网频率，并将输出馈送到数控振荡器（NCO），对频率积分得到电网角度 θ ，同时计算得到 $\sin(\theta)$ 和 $\cosine(\theta)$ 值，用于后续计算。

综上同步参考框架锁相环是一种基于反馈控制的系统，通过比较电网信号和内部参考信号的相位差，不断调整电力设备的输出，以实现与电网的同步运行。

1.2. 母线电压闭环

根据系统框图，馈入系统的有功电流会将直流母线电压充电。将 U_{dc*} 与 U_{dc} 做差得到误差信号，使用PI控制器得到有功电流，有功电流送到电流控制器即可实现母线的闭环控制。

PI控制器的传递函数为：

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

其中 K_p 为比例系数， K_i 为积分系数。

在数字控制器中需要将其离散化，使用后向差分进行离散化，其中T为采样周期：

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

将上式代入连续域方程可得：

$$D(z) = K_p + \frac{K_i}{\frac{1-z_1}{T}}$$

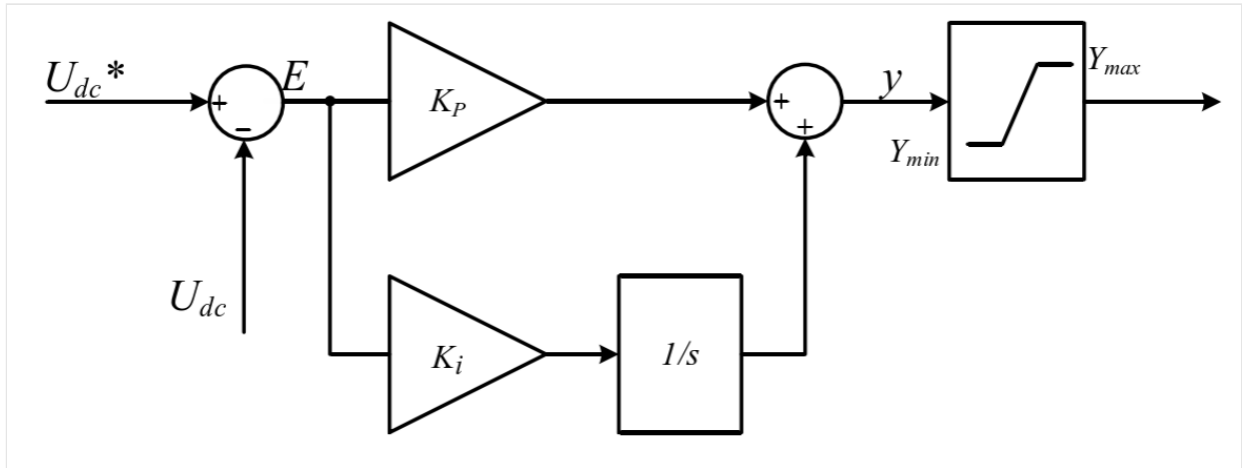
$$\Rightarrow D(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = K_p \frac{1 - z^{-1} + TK_i}{1 - z^{-1}}$$

$$\Rightarrow Y(z)(1 - z^{-1}) = K_p X(z)z^{-1} + TK_i X(z)$$

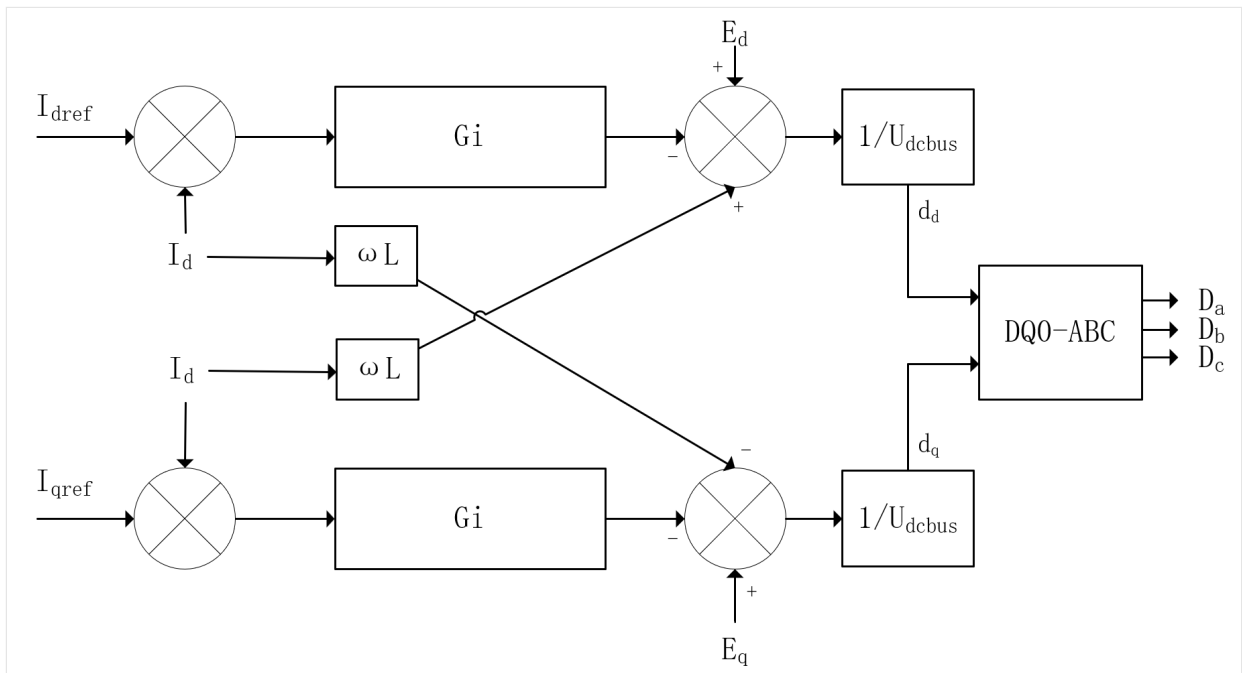
最后写成差分方程：

$$y(k) = y(0) + K_p x(k) + TK_i \sum_{n=0}^k x(n)$$

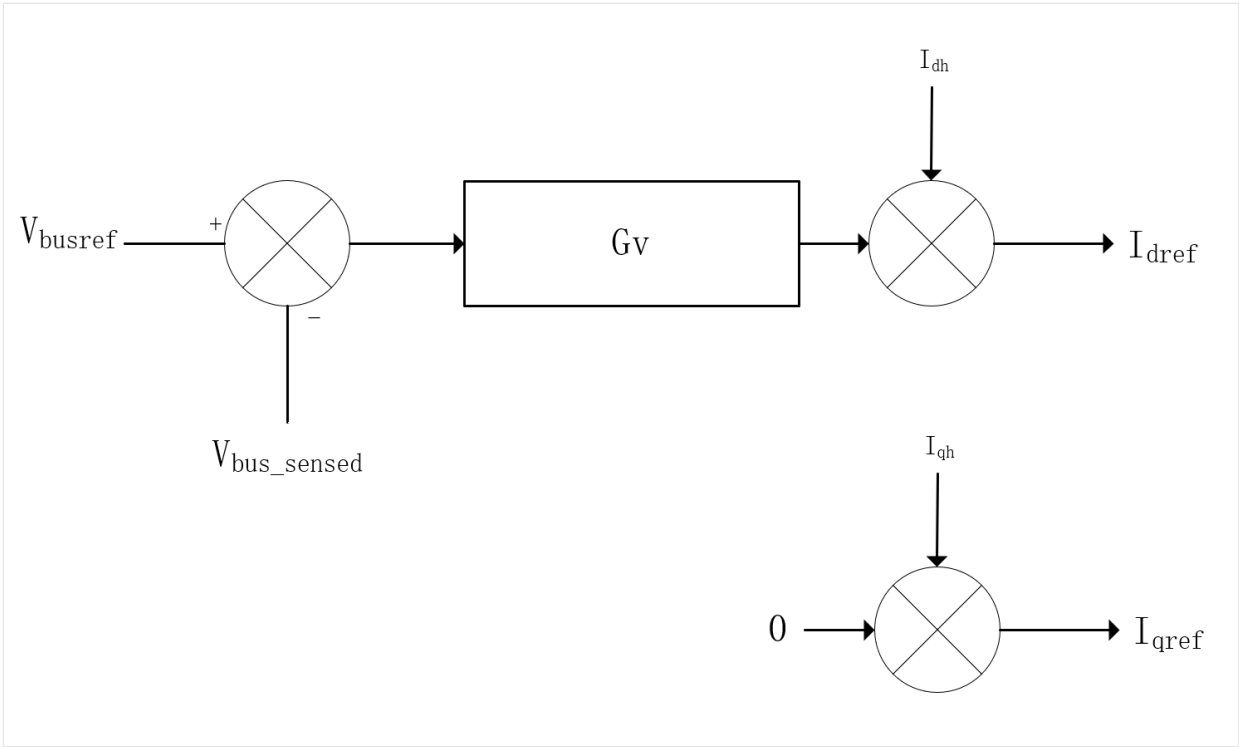
对控制器略加改进，可对其进行饱和限幅，其框图可以表示为：



母线电流闭环可以得到系统所需要的有功电流 I_d ，送入后级电流闭环控制器后即可实现闭环。



其中指令 I_{dref} 和 I_{qref} 按照以下框图计算得到，其中Gv为上一小节所使用的PI控制器。

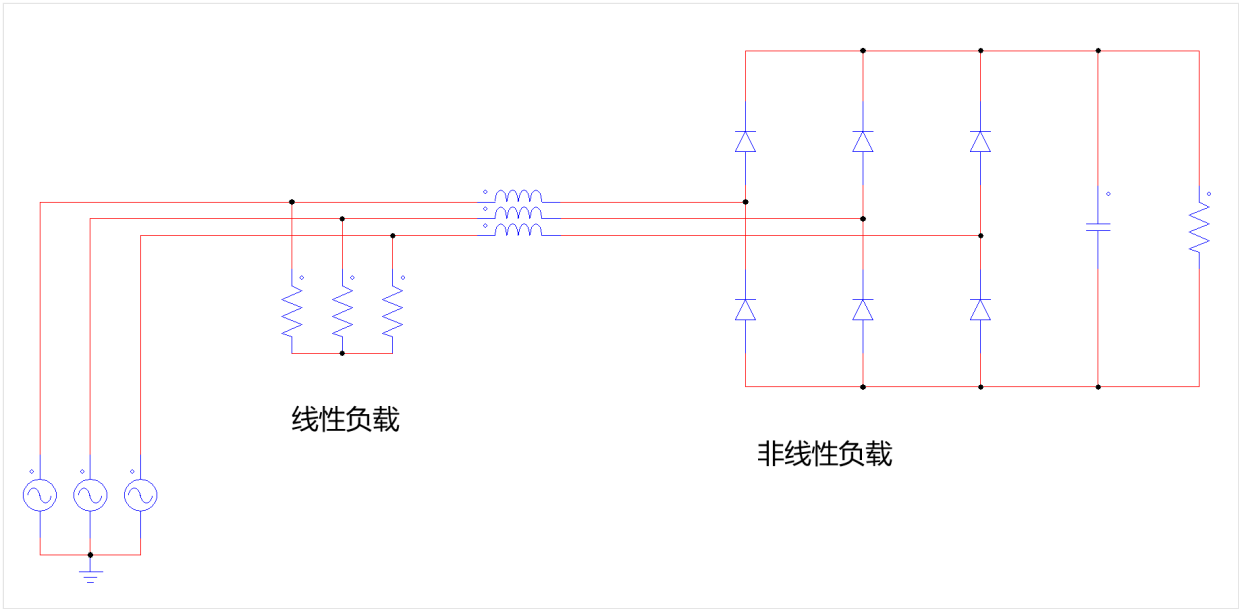


二. 参数设计

2.1. 仿真参数设计

2.1.1. 负载参数设计

系统的期望容量设置为1.5kVA，非线性负载使用三相整流桥进行模拟，同时添加线性负载，其结构如下：



各部分参数为：

Symbol	Value
电网相电压 V_s	120v
电网频率 f	50Hz
电网阻抗 L_S, R_S	0.1mH, 0.1 Ω
母线电容 C_{load}	340uF
母线负载电阻 R_{load_bus}	80 Ω
串联电感 L_{load}	5.5mH
线性负载 R_{load_line}	100 Ω
系统容量	1500VA

2.1.2. 直流母线电压设计

PFC母线电压需要大于线电压峰值：

$$u_{dc} > \sqrt{2}\sqrt{3}v_g$$

在相电压为120V的系统，则 $u_{dc}>294V$ ，需要考虑一定的裕度，最终选择 $u_{dc} = 350V$

2.1.3. 直流母线电容参数设计

直流侧电容需要为谐波的发出和吸收提供一个储能结构，一般来说谐波电流越大所需要的储能电容就越大，从谐波补偿的目的来说直流侧电容越大，直流母线电压就越稳定。过大的储能电容会增加设备的体积和生产成本。

直流母线电容的计算如下：

$$C = \frac{P}{(2\pi f * (V_{dc}^2 - (V_{dc} - \Delta V_{dc})))}$$

其中 P 为负载的容量， f 为电网频率， ΔV_{dc} 为母线允许的波动值，一般取值1%；

根据上一节系统参数，代入得：

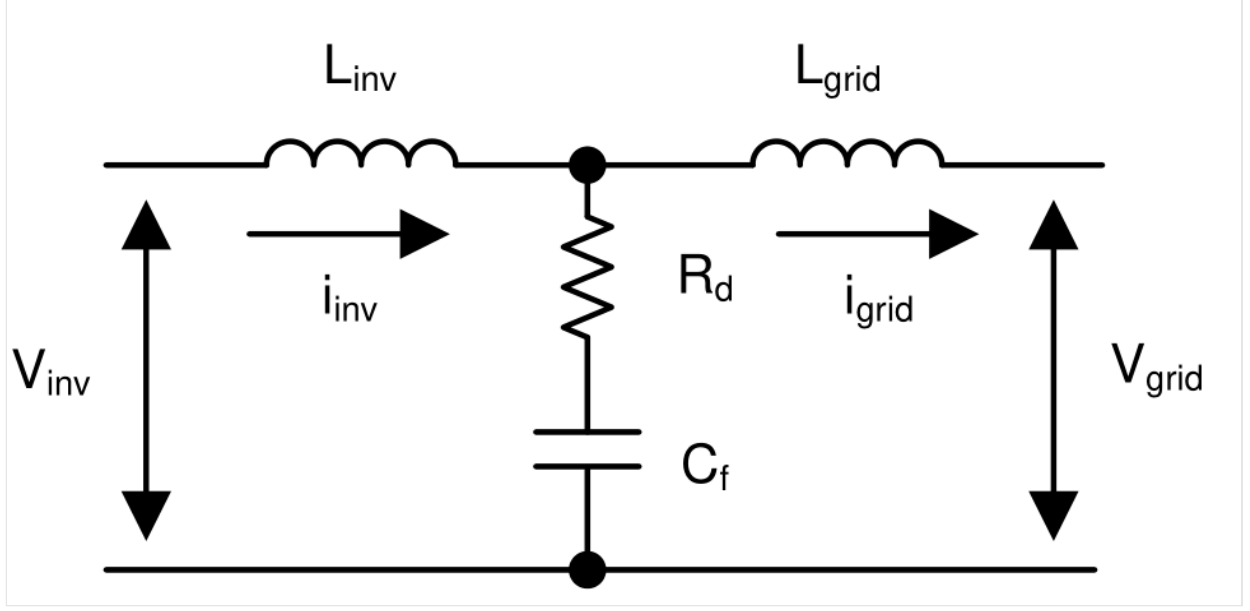
$$C = \frac{1500}{(2\pi * 50 * (350^2 - (350 - 3.5)^2))} = 1.96mF$$

计算得到母线电容值应该大于1.96mF，综合考虑母线电容了选择2.2mF。

2.1.4. 交流侧LCL滤波器参数设计

电压源型逆变器需要LC滤波器进行对开关器件的电流纹波进行滤除，一般而言使用LCL滤波器相对于LC滤波器可以获得更好的性能，既满足了高频开关频率处的衰减率，也满足了系统所需要的比较高的低频带宽。但是由于LCL滤波器具有三个可变参数，其传递函数为三阶形式，同时不恰当的LC参数还会使得与电网阻抗产生谐振，因此需要仔细设计LCL滤波器的参数。

LCL滤波器的结构如图， L_{inv} 为逆变器侧滤波器， L_{grid} 为电网侧的滤波电感， C_f 为输出滤波器电容， R_d 为电容的等效串联电阻和额外添加的阻尼电阻。



其中逆变器侧电感可以用以下公式计算：

$$L_{inv} = \frac{V_{DC}}{8 \times f_{sw} \times I_{grid_rated} \times \%ripple}$$

本系统拟定的开关频率为42kHz，带入计算得：

$$L_{inv} = \frac{350V}{8 \times 42kHz \times 6.427A \times 40\%} = 405\mu H$$

选取 $L_{inv} = 500\mu H$

其中 C_f 有

$$C_f = \frac{\%x \times Q_{rated}}{2 \times \pi \times F_{grid} \times V_{grid}^2}$$

系统容量为1500VA，设定无功为5%带入得：

$$C_f = \frac{5\% \times 1500VA}{2 \times \pi \times 50Hz \times 110^2} = 1.97\mu F$$

选取 $C_f = 2.2\mu F$

网侧电感根据r系数计算：

$$r = \left| \frac{\frac{1}{10\%} - 1}{1 - 500\mu H \times 44\mu F \times (2 \times \pi \times 42kHz)^2 \times 5\%} \right| = 11\%$$

$$L_{grid} = r \times L_{inv} = 59.5\mu H$$

选取 $L_{grid} = 68\mu H$

校验滤波器的谐振频率 f_{res} ：

$$F_{\text{res}} = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{\frac{L_{\text{grid}} \times L_{\text{inv}}}{L_{\text{grid}} + L_{\text{inv}}} \times C_f}}$$

代入得：

$$F_{\text{res}} = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{\frac{68\mu\text{H} \times 500\mu\text{H}}{68\mu\text{H} + 500\mu\text{H}} \times 2.2\mu\text{F}}} = 13868\text{Hz}$$

f_{res} 应满足远高于电网频率，同时小于开关频率的一半，以避免与开关频率进行谐振

$$f_{\text{grid}} \ll f_{\text{res}} < \frac{f_{\text{switch}}}{2}$$

对于 C_f 需要选取合适的阻尼电阻 R_d ，来快速抑制振荡：

$$R_d = \frac{1}{6 \times \pi \times f_{\text{res}} \times C_f}$$

带入值得：

$$R_d = \frac{1}{6 \times \pi \times 13868\text{Hz} \times 2.2\mu\text{F}} = 1.73\Omega$$

选取 $R_d=1.8\Omega$

综上,LCL的滤波器参数为:

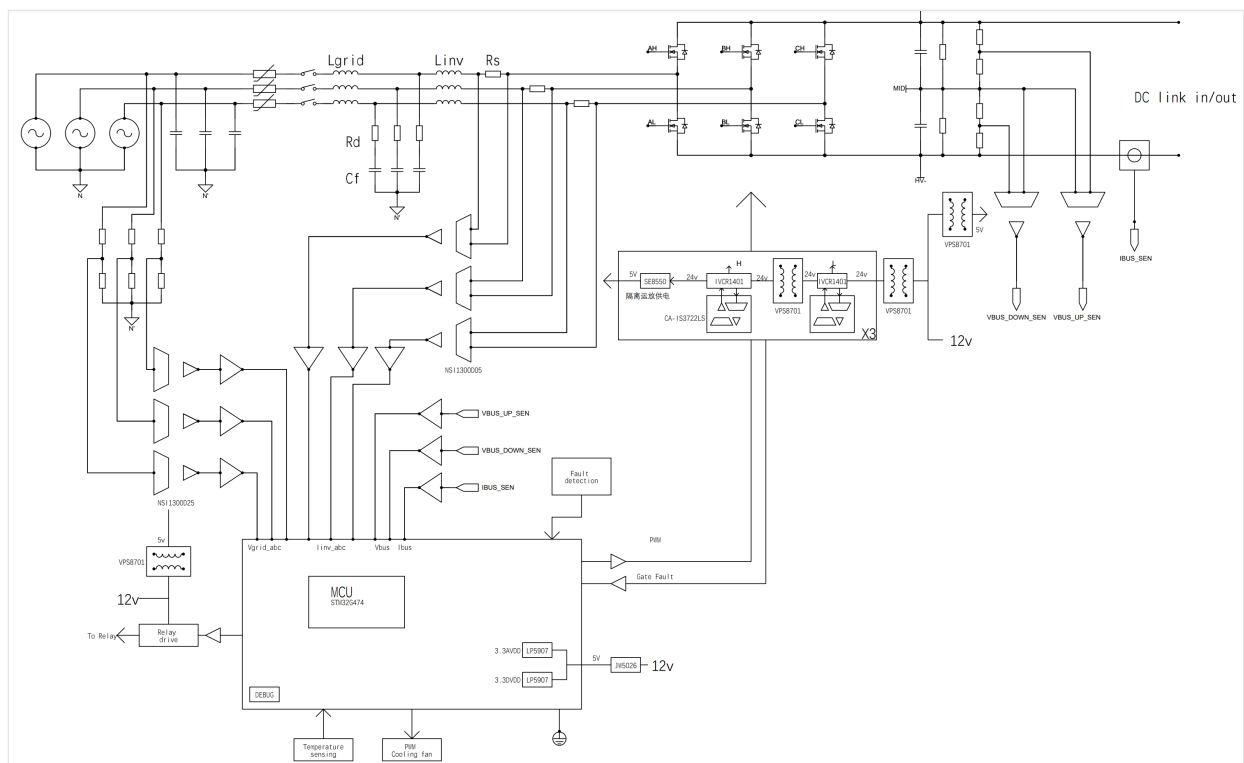
L_{inv}	500uH
C_f	2.2uF
L_{grid}	68uH
R_d	1.8Ω

三. 三相双向AC-DC系统实物设计

本系统属于强弱电结合，反馈信号微弱，容易收到干扰，因此需要对硬件电路仔细计算和设计以获得最好的补偿效果。随着更高性能的混合信号处理器和第三代宽禁带半导体碳化硅、氮化镓器件的出现，双向逆变器能够使用新型元器件和算法来实现效果更好的谐波处理技术。本章节详细介绍了三相双向AC-DC系统的硬件设计。

3.1. 样机硬件设计

硬件基本框图如下：

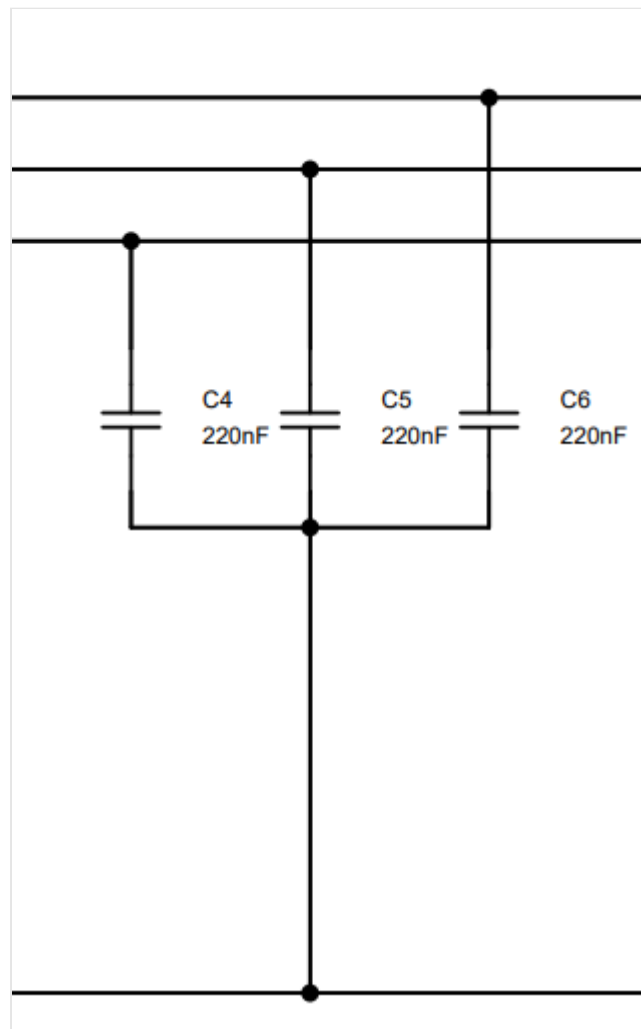


3.1.1. 辅助供电设计

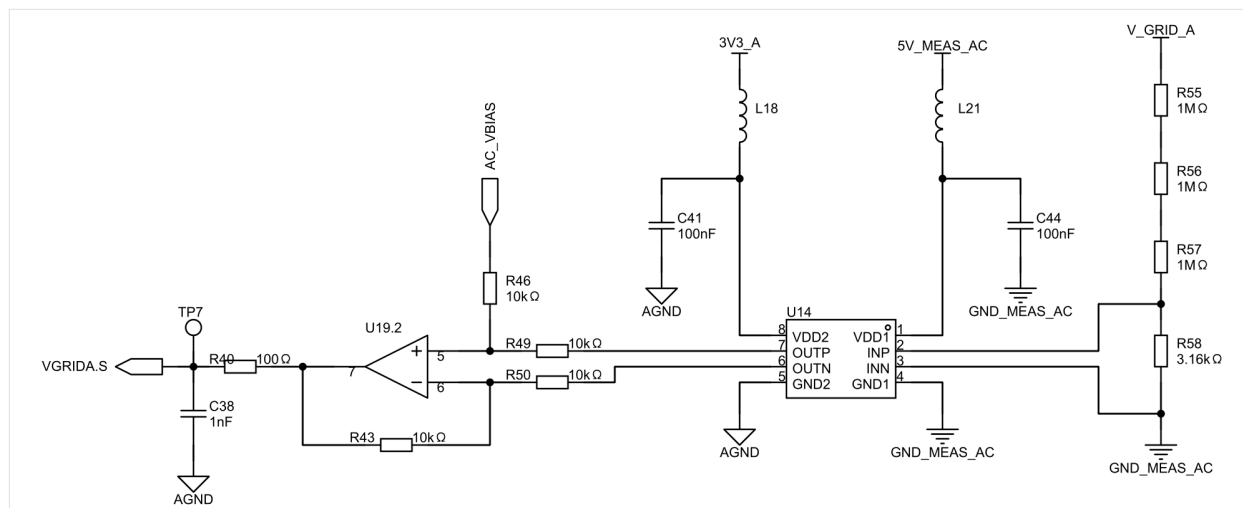
首先统计各模块耗电，系统包括数字电路和模拟电路，其中模拟电路对电源供电网络的噪声要求较高，因此模拟供电网络应与数字电路供电相隔离，以在模拟信号链中获得最低的噪声，以提高系统的信噪比。

3.1.2. 电网电压采样

由于系统是三相三线系统，需要采集电网的相电压，首先需要模拟出一个虚拟的中性点 N' 。这里使用了三颗220nF的X电容使用Y接的方法虚拟出中性点 N' 。



使用分压电阻将电压分压至一个合适电压值，并且电阻网络的分压应该注意电阻的耐压等级和功率等级，本设计分压网络高压侧使用了三颗封装为1M Ω ，0805封装的低温漂电阻进行分压，然后经过NSI1300隔离运算放大器对采样的信号进行隔离并且差分放大。



相电压采样单元

由于MCU部分需要一个单端信号，这里再使用运算放大器将差分信号转化为单端信号，并将输出信号抬升一定的共模电压，最后在运算放大器输出处串接一阶RC滤波器用于滤除高频噪声，最后将相电压采集信号送入MCU处理。

3.1.3. 电感电流采样

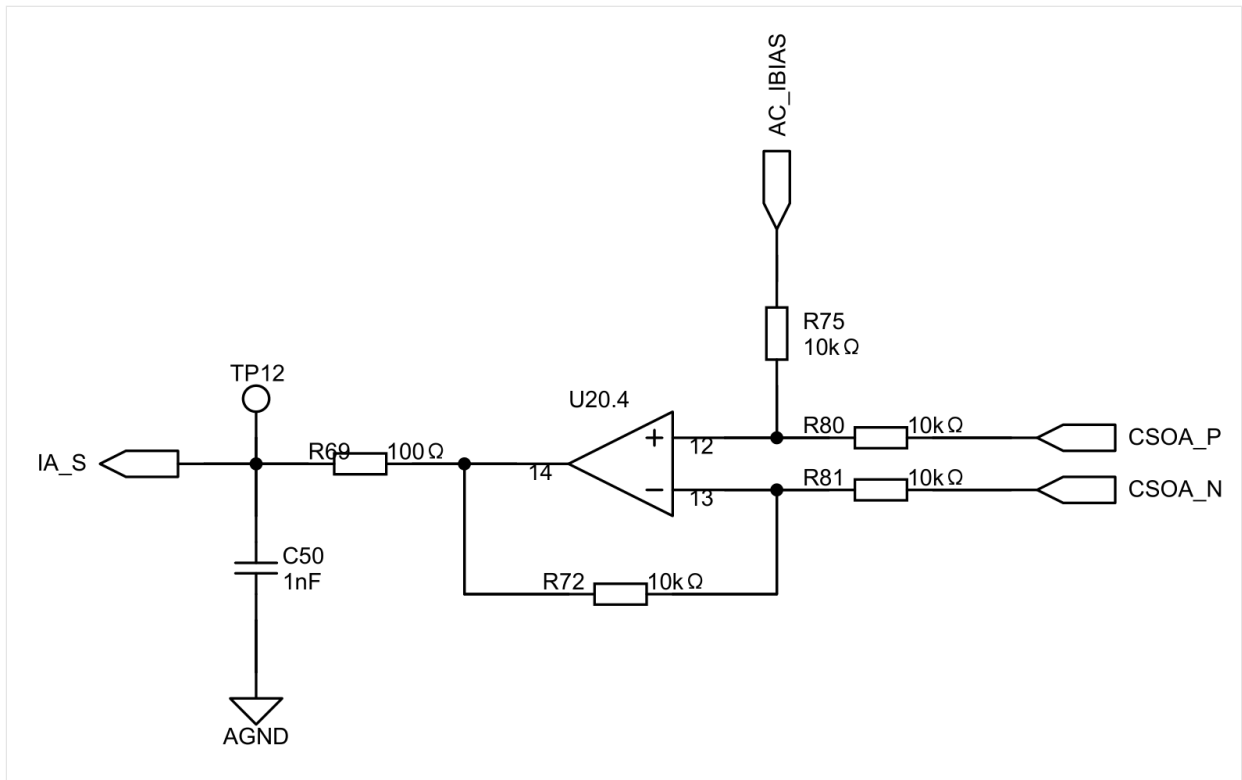
系统系统需要精确的采集输出电流，由于输出滤波器为LCL形式，会有部分电流流经滤波器的电容而导致真实输出的电流不等于逆变器测电感的电流，本文暂时不考虑流经电容的电流，直接采集逆变器的电流用于系统的控制。

采集电感电流有很多方式，传统采集方法是使用CT进行采集，但是这种方式的带宽有限，并且无法采集DC电流，这种方式逐渐被霍尔传感器所替代。霍尔传感器具有开环式霍尔传感器和闭环式霍尔传感器，闭环霍尔传感器能够做到更高的精度和更好的线性度，用于采集电感电流是一种不错的选择。近年来由于国产器件的发展，隔离模拟器件也开始逐步替换国外的器件，本文选取了NSI1300+低温飘合金采样电阻作为电感电流采样。以下是NSI1300的一些关键参数。

- 最高5000Vrms绝缘电压
- $\pm 50\text{mV}$ 或 $\pm 250\text{mV}$ 线性输入电压范围
- 固定增益：8.2或41
- 低偏置误差和温漂：
 - NSI1300D25: $\pm 0.2\text{mV}(\text{Max})$, $-2 \sim 4\mu\text{V}/^\circ\text{C}(\text{Max})$
 - NSI1300D05: $\pm 0.1\text{mV}(\text{Max})$, $-0.8 \sim 1\mu\text{V}/^\circ\text{C}(\text{Max})$
- 低增益误差和温漂：
 - $\pm 0.3\%(\text{Max})$, $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}(\text{Max})$
- 低非线性和温漂：
 - $\pm 0.03\%(\text{Max})$, $\pm 1\text{ppm}/^\circ\text{C}(\text{Typ})$
- SNR: 86dB(Typ, BW = 10kHz), 72dB(Typ, BW = 100kHz)
- 带宽: 310kHz(Typ)
- 高CMTI: 150kV/us(Typ)
- 系统级诊断功能：
 - VDD1监控
 - 输入共模过压检测
- 工作温度: $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
- 符合RoHS的封装：
 - SOP8(300mil)

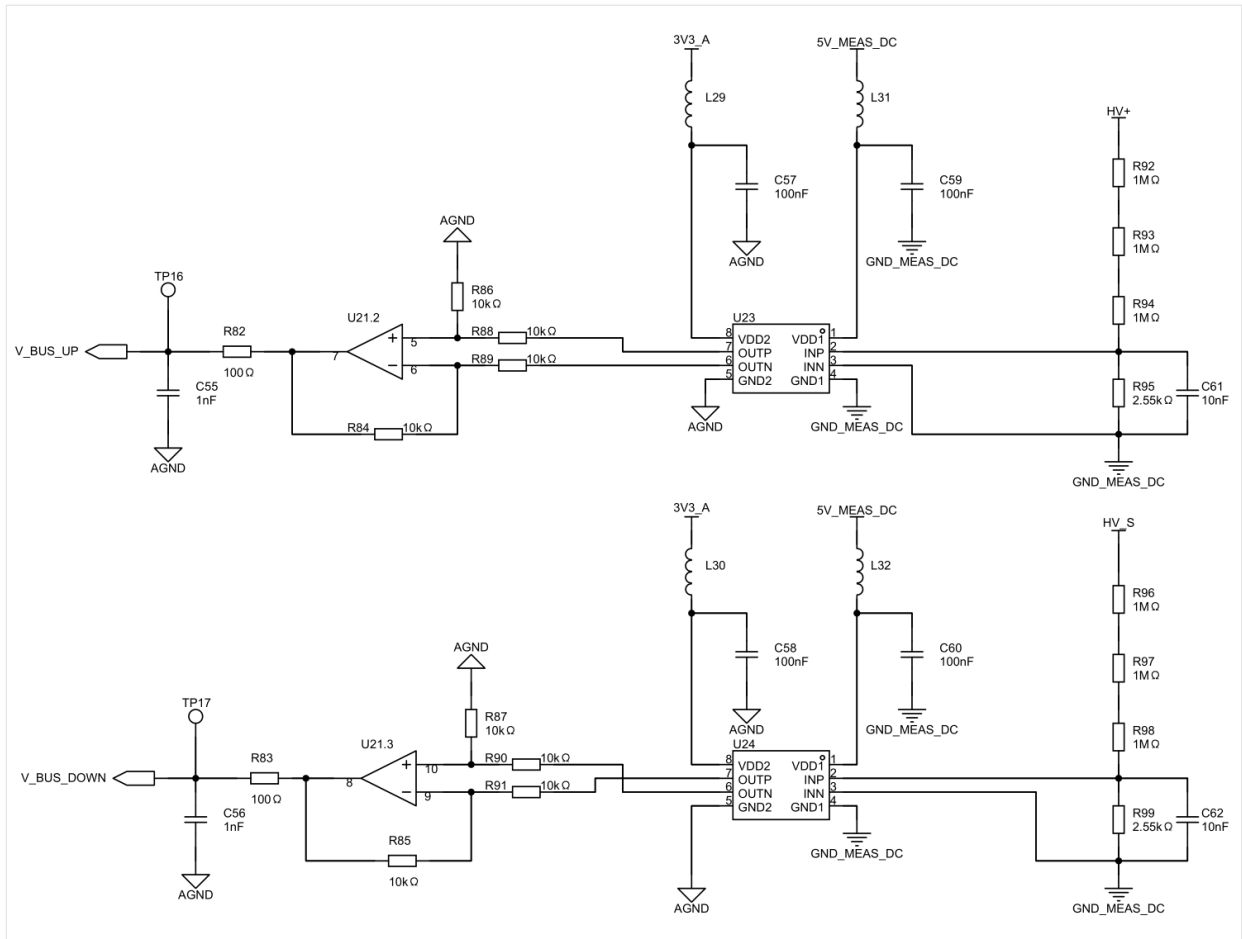
具体电流采样电路如下：

首先使用分流电阻串接在半桥开关节点和逆变器测电感处，并且使用RC网络进行差模滤波



3.1.4. 母线电压采样

系统需要精确的采集母线电压用于闭环控制，由于其电压较高，本文中使用了上下两级电容串联，因此需要同时采集上下两路电容的电压。与电网电压采集类似，也是分压电阻网络+隔离运算放大器+差分运放调理的结构：



其中需要注意R95/C61和R99/C62的低通网络的截止频率，应低于开关频率，用于滤除功率计开关可能导致的噪声。

3.1.5. 负载电流采样

系统系统需要负载的电流用于计算负载谐波，由于桥式整流桥的负载谐波频率不高，而且三线系统无零序电流，因此为了降低成本，本设计中使用交流电流互感器进行采样负载电流，最后使用跨阻放大电路将电流互感器的输出电流信号转化为电压信号，送入MCU中进行计算，如图：

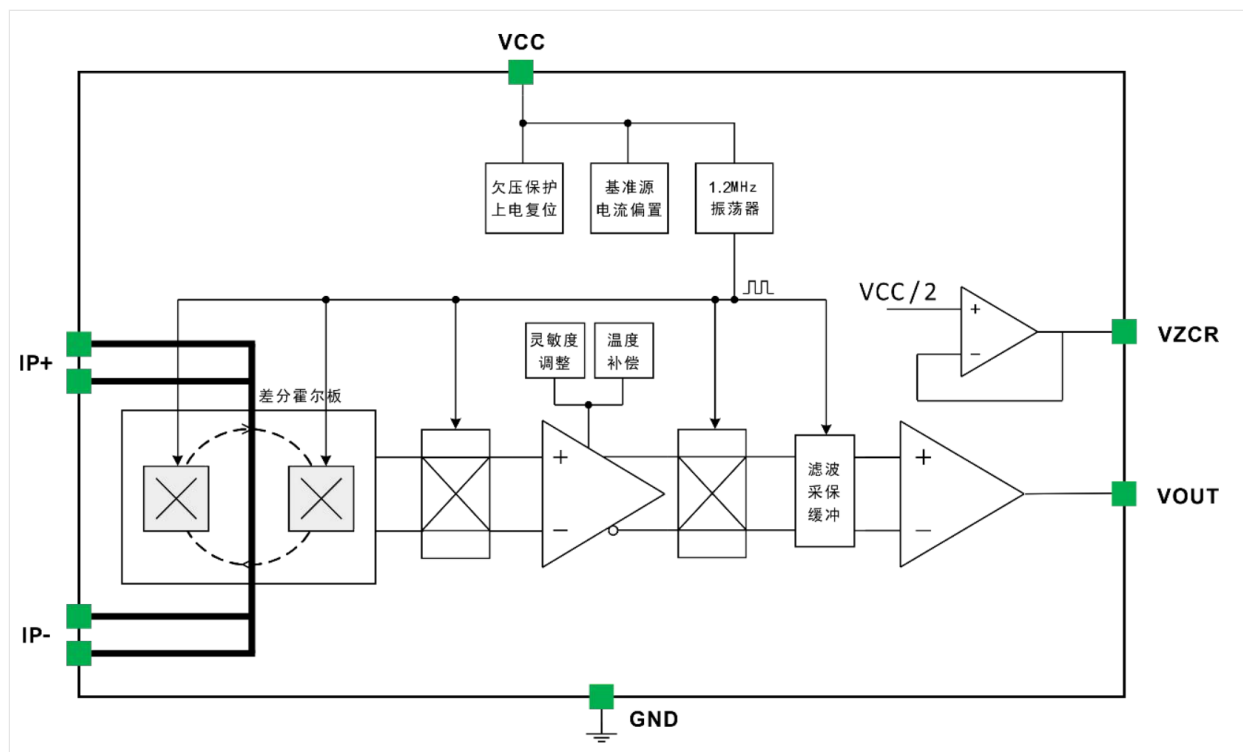
3.1.6. 母线电流采样

普通系统的直流母线仅作储能用，但是本文设计中系统具有三相双向AC-DC PFC的功能，所以需要采集输出电流用于保护的功能，母线电流采样方式可以参考电感电流采样的电路也使用NSI1300隔离运算放大器与分流电阻进行采样放大和隔离，但是考虑到其高压侧需要额外的供电，不能像电感电流采样可以从栅极驱动电路取电。继续使用隔离运算放大器的方案会增加一路隔离供电，增加了系统成本。而且进一步考虑到直流负载的贷款一般较低，本文设计中使用了霍尔传感器采集输出电流。

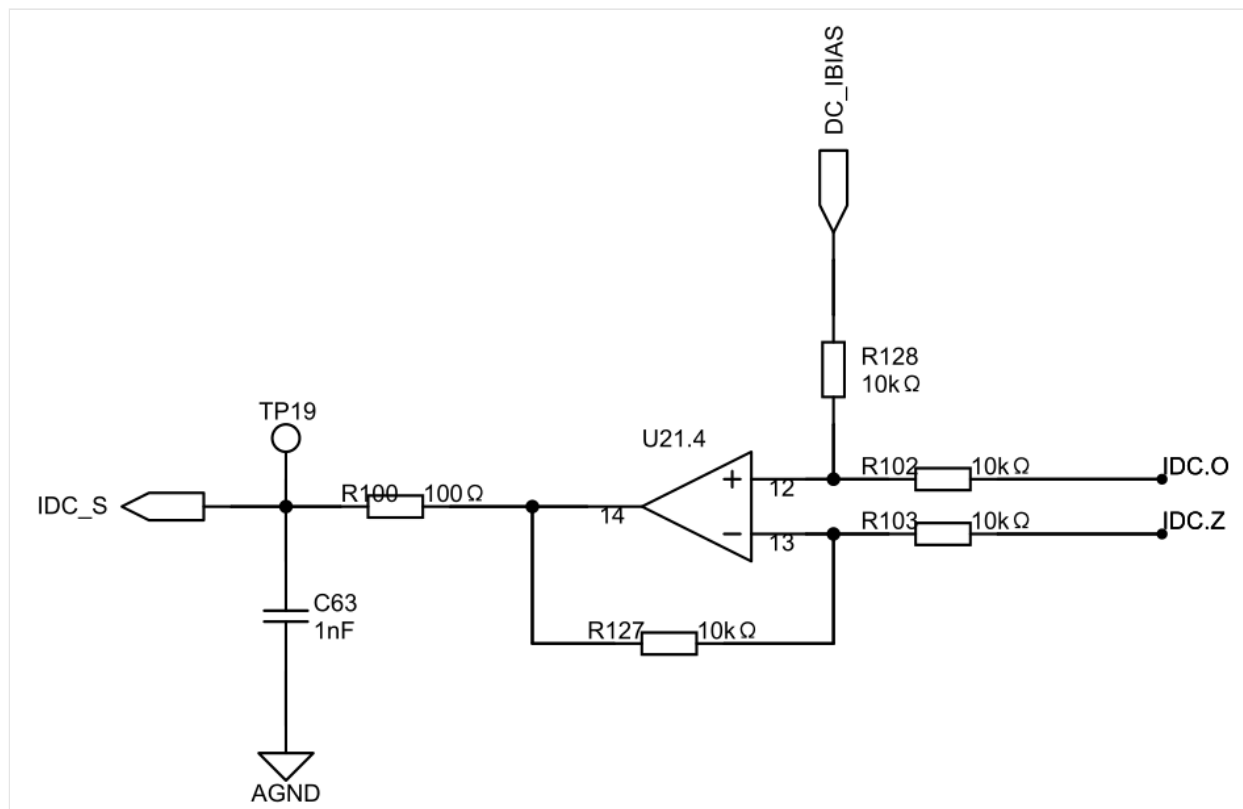
使用的霍尔传感器为国产的CC6920BSO，能够测量双向AC/DC电流，同时具有600V的隔离电压，十分适合于设计：

概述	
CC6920B 是一款高性能霍尔效应电流传感器，能够更为有效的测量直流或交流电流，并具有精度高、出色的线性度和温度稳定性，广泛应用于工业、消费类及通信类设备。	
CC6920B 内部集成了一颗高精度、低噪声的线性霍尔电路和一根低阻抗的主电流导线。输入电流流经内部的 0.9mΩ导线，其产生的磁场在霍尔电路上感应出相应的电信号，经过内部处理电路输出电压信号，使得产品易于使用。低阻抗的导线可最大限度减少功率损耗和热散耗，内部固有绝缘在输入电流路径与二次侧电路之间提供了 600V 的基本工作隔离电压和 3500VRMS 绝缘耐压。线性霍尔电路采用先进的 BiCMOS 制程生产，包含了高灵敏度霍尔传感器组件、霍尔信号预放大器、共模磁场抑制电路、温度补偿单元、振荡器、动态失调消除电路和放大器输出模块。在无电流的情况下，静态输出为 50%VCC。	
在电源电压 3.3V 条件下，输出可以在 0.33~2.97V 之间随磁场线性变化，线性度可达 0.1%。CC6920B 内部集成的差分共模抑制电路可以让芯片输出不受外部干扰磁信号影响；集成的动态失调消除电路使 IC 的灵敏度不受外界压力和 IC 封装应力的影响。	
CC6920B 提供 SOP8 封装，工作温度范围为-40 至+125℃，符合 RoHS 相关规定要求。	
特性	应用
◆ 提供 0.5VCC 零电流基准输出，提供更加灵活的应用模式	◆ 电机控制
◆ 测量范围宽，5A,10A,20A,25A,30A,40A,50A 多种量程可选	◆ 负载监测系统
◆ 隔离耐压高，导线引脚到信号引脚有 3500VRMS 的安全隔离电压	◆ 开关电源
◆ 低损耗，导线电阻 0.9mΩ	◆ 过流故障保护
◆ 带宽高，可达 250kHz，阶跃响应时间 1.2μs	◆ 其他需要电流检测的应用
◆ 常温误差 0.5%，全温度范围内误差±3%	
◆ 温度稳定性好，采用专利的霍尔信号放大电路和温度补偿电路	
◆ 差分霍尔结构，抗外部磁干扰能力强	
◆ 抗机械应力，磁参数不会因为受外界压力而偏移	
◆ ESD (HBM) 4000V	

其功能框图如下：



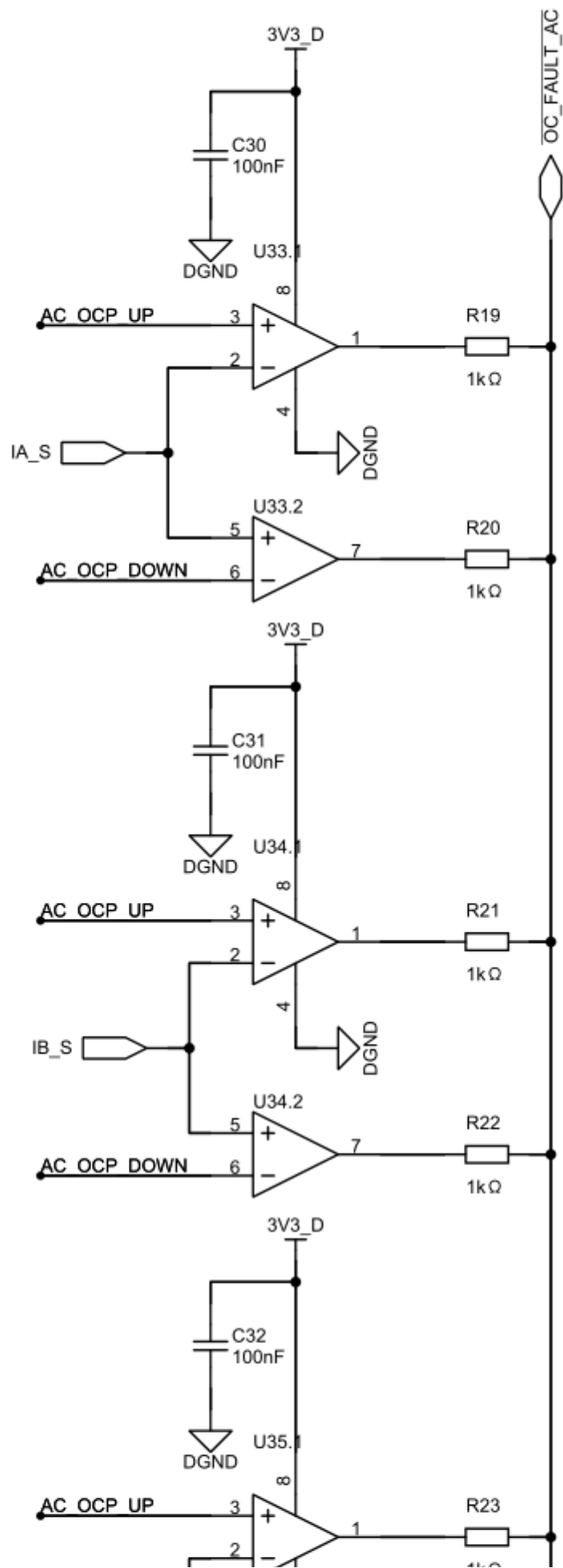
由于其输出共模电压为VCC/2，同样使用差分放大器调整共模电压

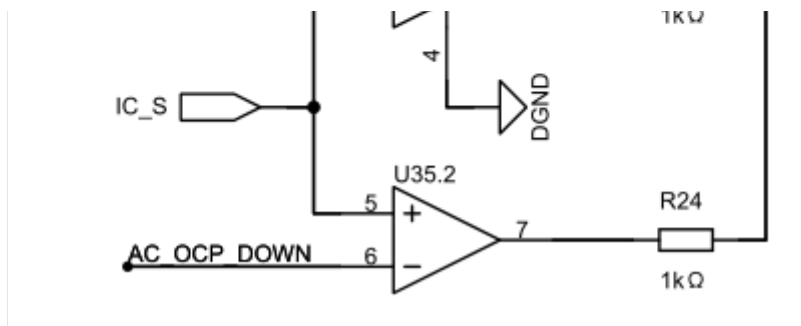


3.1.7. SiC-MOSFET半桥

3.1.8. 故障检测设计

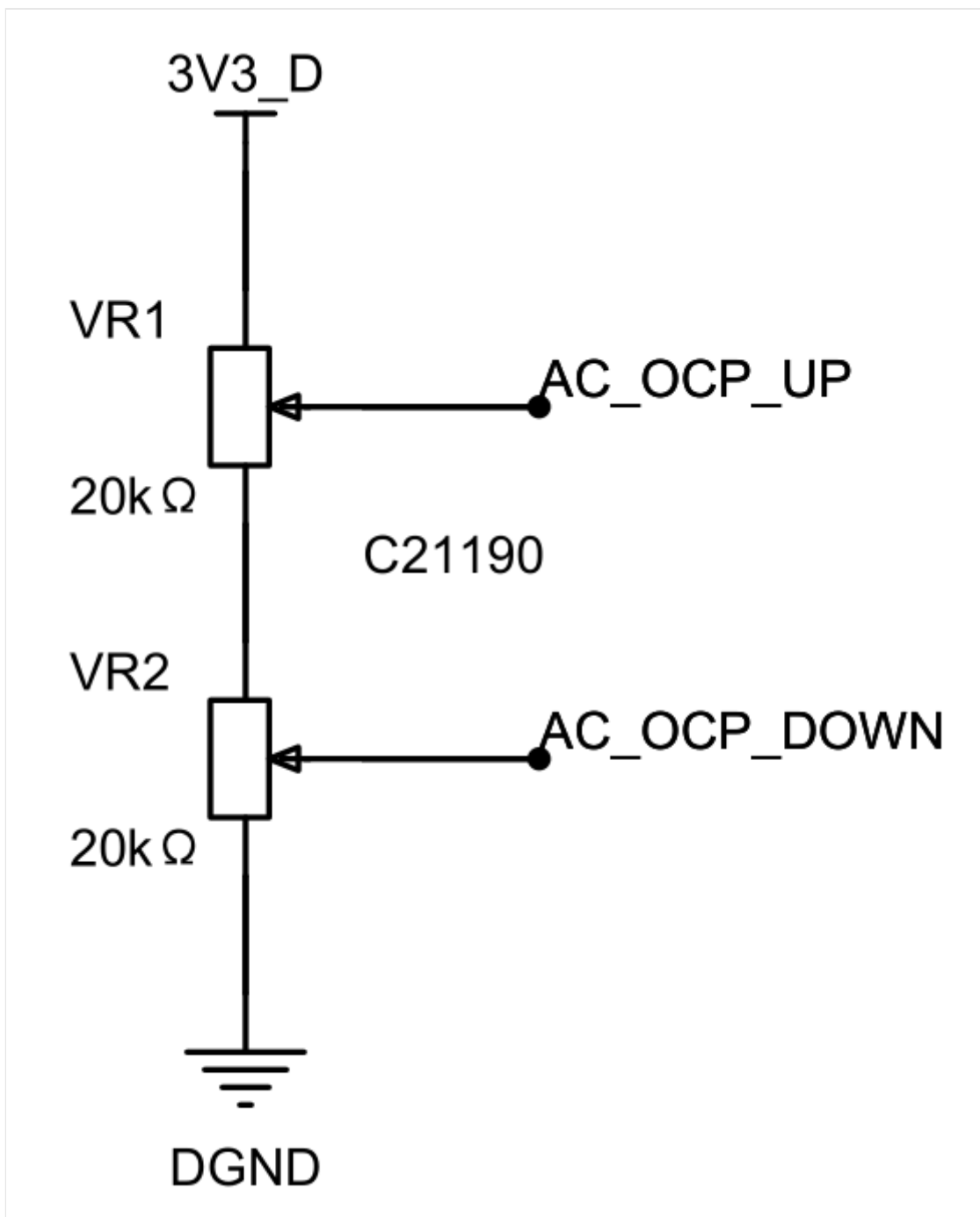
为了确保系统的安全性，本系统采用了快速比较器来进行过压和过流的故障保护。对于交流电流信号的模拟故障检测，使用了窗口比较器。该比较器配置为漏极开路类型，并设置为与模式。一旦电流的正负峰值超过设定值，比较器将会拉低OC_FAULT_AC信号线。该信号将被传送到控制MCU的高分辨率定时器的fault事件引脚，利用其硬件保护功能来关闭PWM信号，同时触发Fault中断，在中断服务程序里面将Fault类型对应标志位进行锁存。



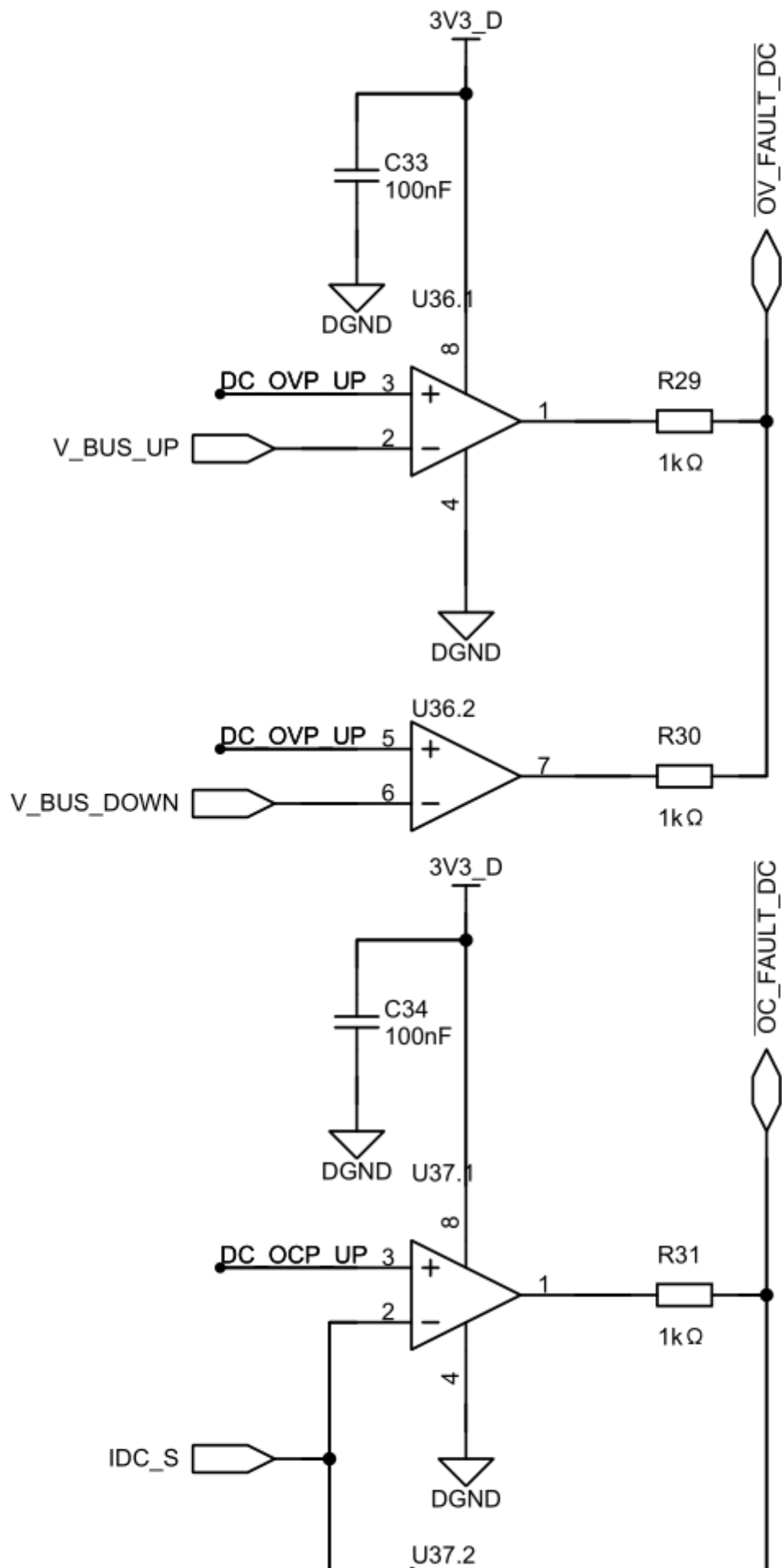


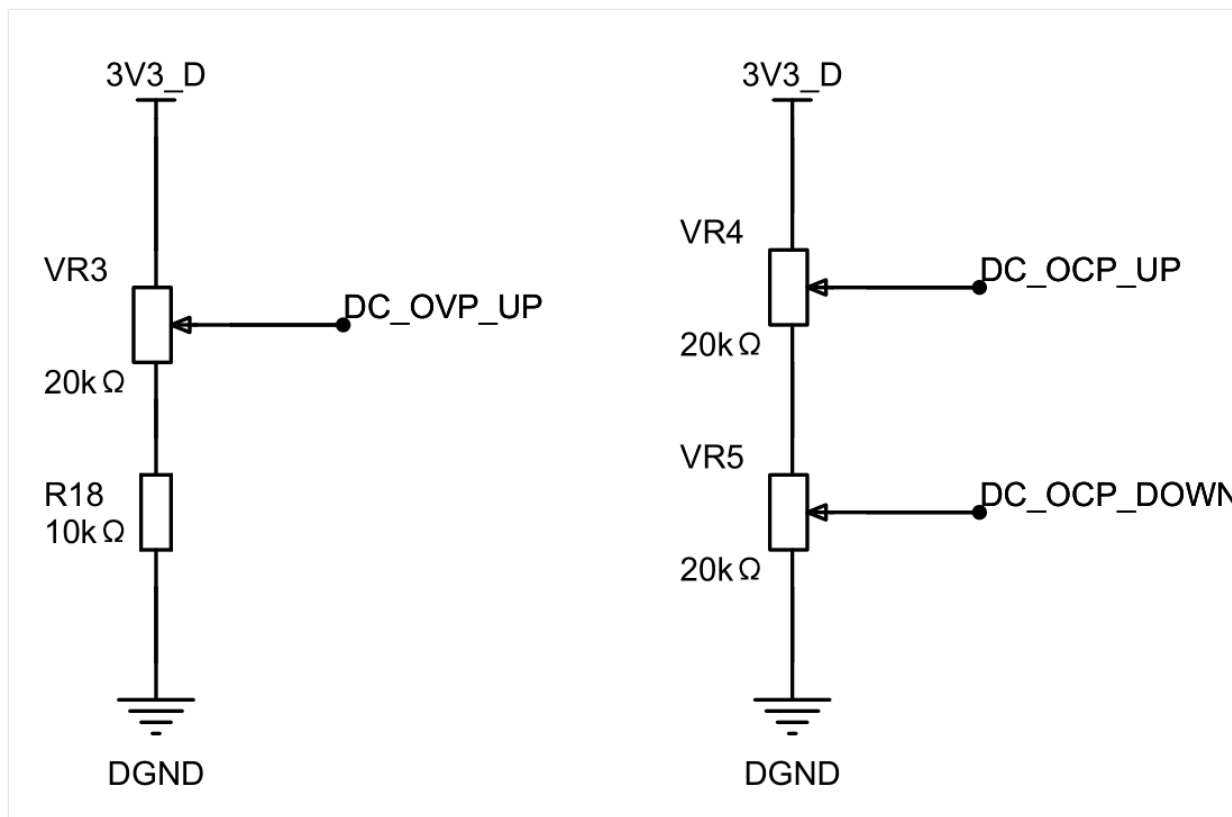
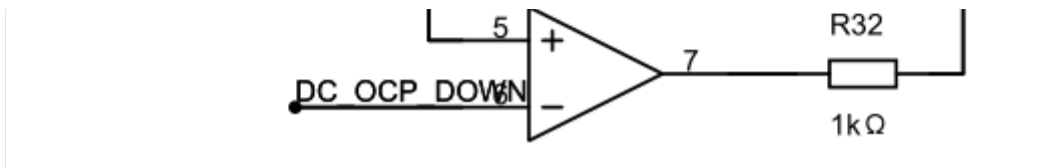
如同为三相电流的过流检测电路，三相过流信号使用同一OC_FAULT_AC信号。

为确保阈值可以比较灵活调整，使用了两个可调电阻进行串联，用于调整实际的保护阈值。

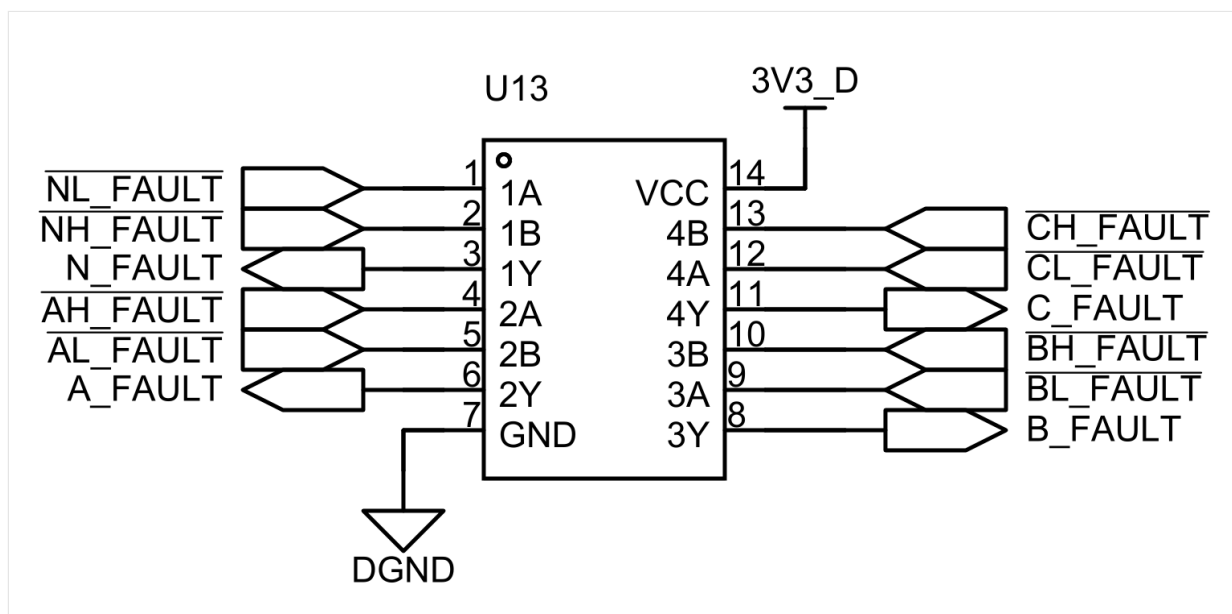


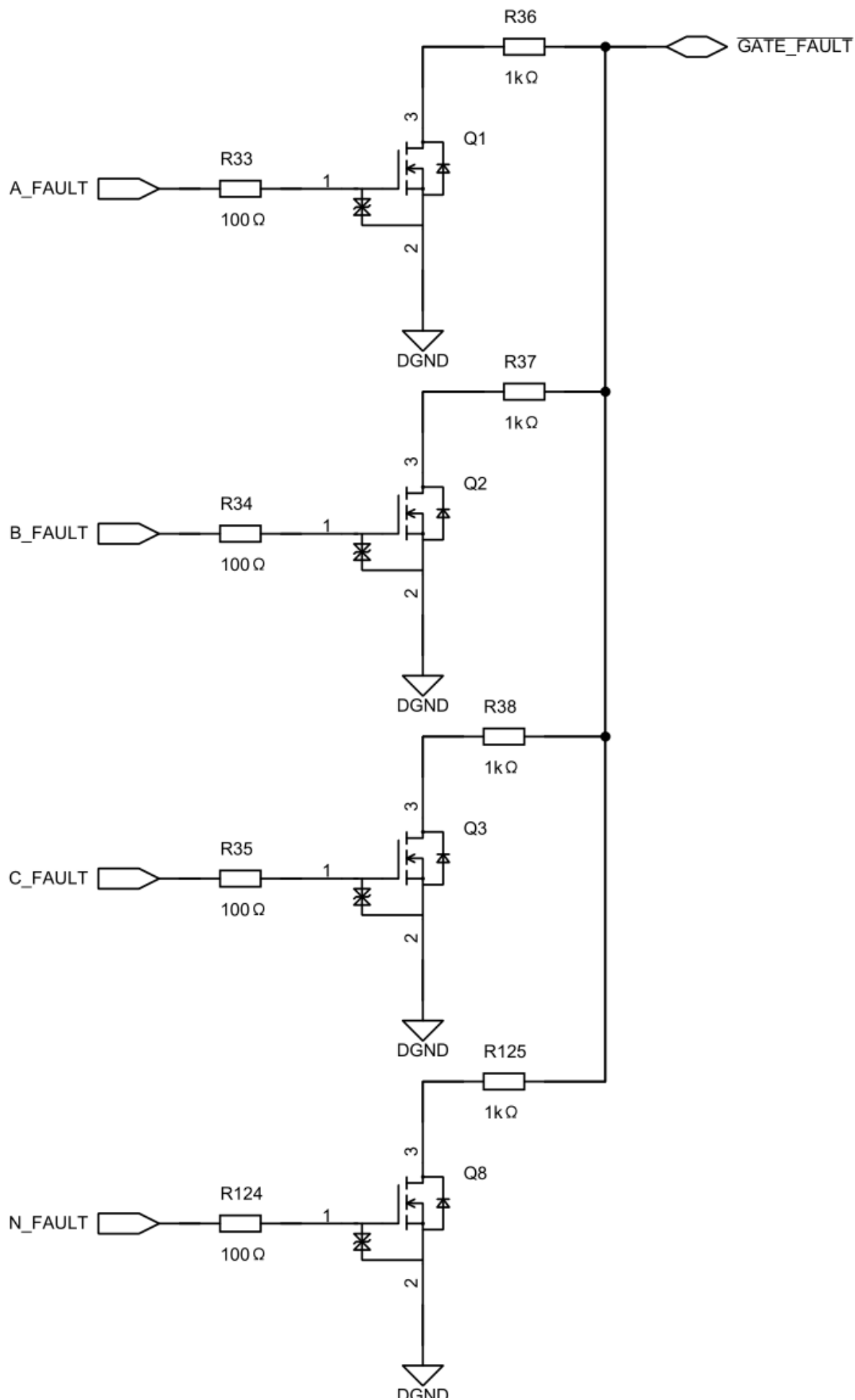
母线过压保护、过流保护与前所述原理类似，不再赘述。





此外在这个设计中，三个桥臂的六个功率开关管都配备了栅极驱动器，并具有Fault事件输出功能。当其中任何一个器件发生短路或栅极驱动触发了UVLO保护时，对应的引脚将被拉低。该信号通过数字信号隔离IC传递到控制测量模块。每个桥臂都具有高端Fault和低端Fault信号输出。这里采用与非门进行信号合并，只有当上下管的FAULT信号都没有发生时，合并后的信号才为低电平。这将导致GATE_FAULT信号线上的驱动MOS管截断，同时电阻会将GATE_FAULT上拉至高电平，表示没有错误发生。一旦六个驱动器中的任何一个发生故障，对应的Fault信号经过与非门后将被置为高电平，从而导通驱动MOSFET，将GATE_FAULT信号线拉低，最终传送至MCU内部以关闭PWM信号。





3.1.9. MCU控制电路

本设计中，控制卡作为一块单独的子PCB插在主板上，该控制卡由以下几个部分组成：

1. 微控制器芯片：作为该系统的核心，微控制器芯片集成了微处理器核心、存储器、输入输出接口等功能单元。
2. 晶体振荡器：用于为微控制器提供稳定的时钟信号，确保微处理器核心的准确操作。
3. 电源电路：负责提供适当的电源电压和电流，以满足微控制器的工作需求。
4. 复位电路：用于将微控制器初始化为已知状态，一般在上电或外部复位信号触发时对微控制器进行重置。
5. 编程接口：用于将程序加载到微控制器芯片中的接口，通常通过编程器或仿真器来实现。
6. 输入输出接口：用于与外部设备进行通信，包括输入设备（如按钮、开关等）和输出设备（如LED、蜂鸣器等）。

微控制器芯片选用了STM32G474这一MCU。选择STM32G474作为系统的控制器，是基于以下原因：

首先，STM32G474基于高性能Arm Cortex-M4内核，具备卓越的处理能力和计算性能。系统需要对输入信号进行实时处理和计算，而Cortex-M4内核的单精度浮点运算单元（FPU）和DSP指令集能够高效执行复杂的数学运算和数字信号处理任务，使得系统能够快速而精确地响应输入信号的变化。

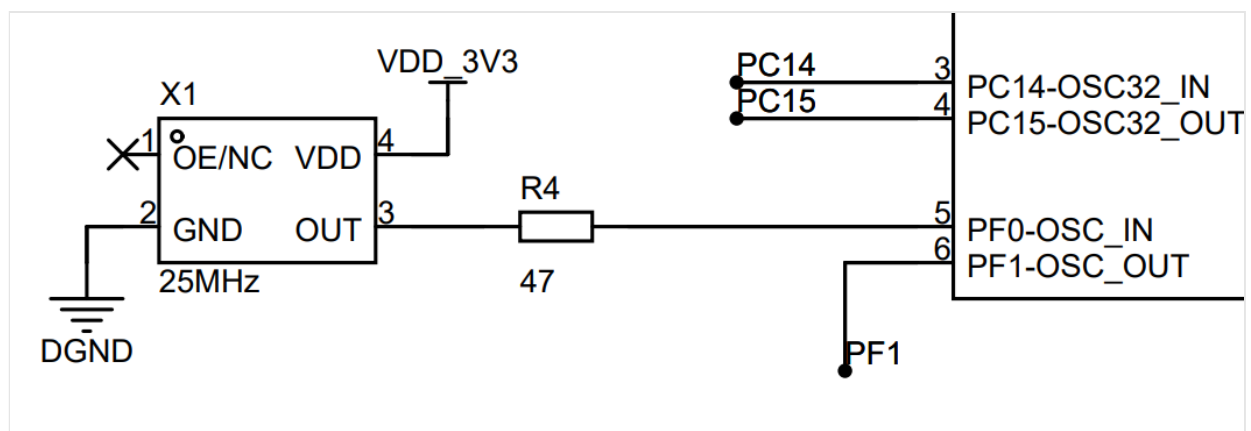
其次，STM32G474系列的MCU内置了丰富的外设和功能模块，特别适用于电力电子应用。其中包括多个高速ADC通道和DAC通道，能够实时采集和输出电力信号。此外，MCU还具备灵活的定时器和PWM模块，可用于精确控制和调节系统的工作频率和相位，以实现有效的功率滤波。

此外，这些MCU还提供了大容量的存储器，包括Flash存储器和SRAM，用于存储系统的控制算法和中间结果。同时，内嵌的内存保护机制确保算法的安全性和可靠性。

除此之外，STM32G474系列的MCU还拥有丰富的通信接口和高度灵活的I/O引脚，能够实现与其他系统组件之间的快速可靠数据传输和通信。这对于系统系统的数据交换和控制指令传输至关重要。

综上所述，选择STM32G474系列的MCU作为系统的控制器，基于其强大的处理能力、丰富的外设和功能模块、灵活的存储器和通信接口，以及可靠的数据传输能力。这些特性使得MCU能够高效实现系统的控制和计算，满足电力电子系统对实时性、精确性和可靠性的要求。

晶体振荡器使用了有源晶体振荡器OT322525。其主要参数为25MHz，3.3VCMOS输出，其频率准确度为 $\pm 10\text{ppm}$ ，温漂为 $\pm 20\text{ppm}$ ，工作温度为 $-55\sim +125^{\circ}\text{C}$ 。电路如下：



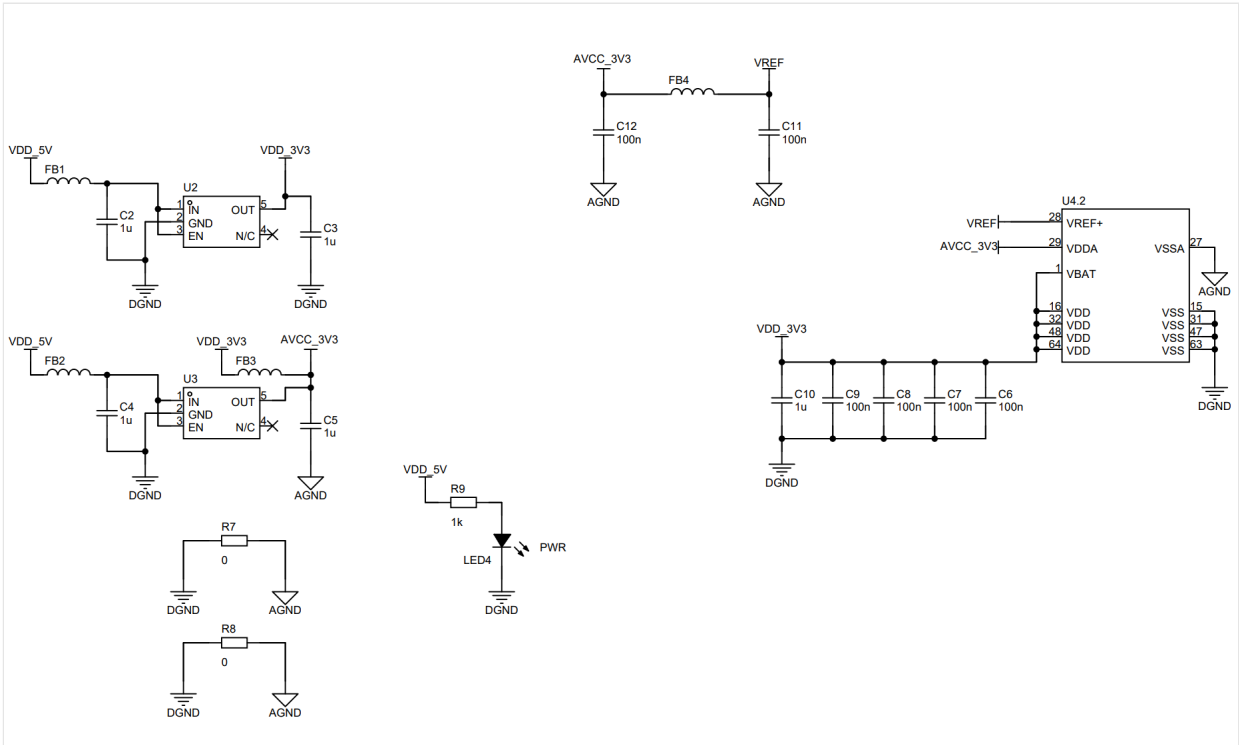
其中R4的作用为对晶振信号进行阻尼控制。这有助于减小信号的谐振峰值，防止意外的振荡和不稳定行为导致的时钟变化。

电源电路使用了两颗LDO进行供电，并将数字供电和模拟供电进行分离，主要有以下原因：

- 1. 抗干扰性：数字电路和模拟电路对电源噪声和干扰的敏感程度不同。数字电路相对较强的抗干扰能力使其对电源噪声的影响较小，而模拟电路对电源噪声更为敏感。通过分离数字供电和模拟供电，可以降低数字电路对模拟电路产生的噪声和干扰，从而提高模拟电路的稳定性和性能。
- 2. 精度要求：模拟电路通常对电压稳定性和精度要求较高，需要更为稳定和准确的电源。与此不同，数字电路对电压变化的容忍度较高。通过分离数字供电和模拟供电，可以针对各自的精度要求采用不同的电源方案，以提高系统的整体性能。
- 3. 相互影响：数字电路的工作可能引入电源回路的噪声和纹波，这些干扰可能对模拟电路产生不利影响，导致性能下降或误差增大。通过分离数字供电和模拟供电，可以减少数字电路对模拟电路的影响，保持模拟信号的稳定性和准确性。
- 4. 故障隔离：如果数字电路和模拟电路共用相同的电源，当数字电路发生故障或工作不稳定时，可能会对模拟电路产生负面影响。通过分离数字供电和模拟供电，可以实现故障的隔离，使得数字电路的问题不会直接影响模拟电路的正常运行。

因此，将数字供电和模拟供电分离的设计策略有助于提高系统的稳定性、性能和精度，降低彼此之间的干扰和相互影响。这样可确保模拟电路的准确性和稳定性，为系统提供更可靠的设计。

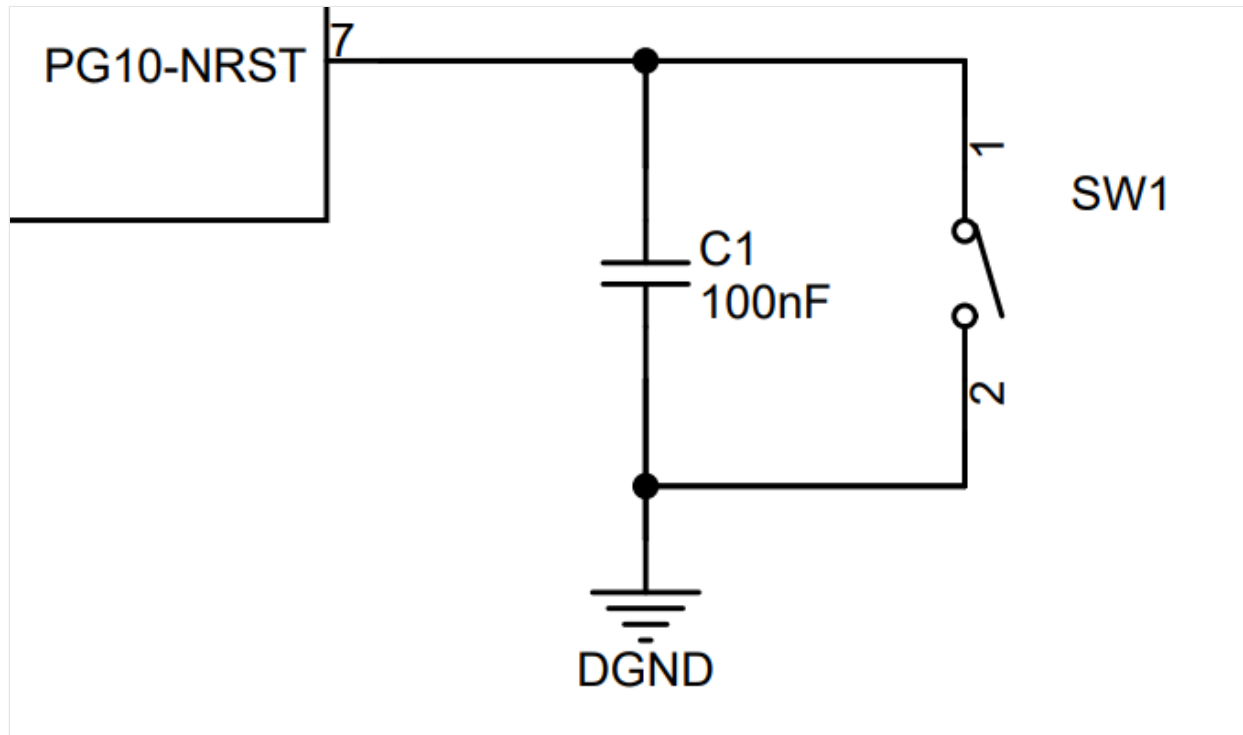
本设计中使用了两颗LP5907进行供电，其电路如下：



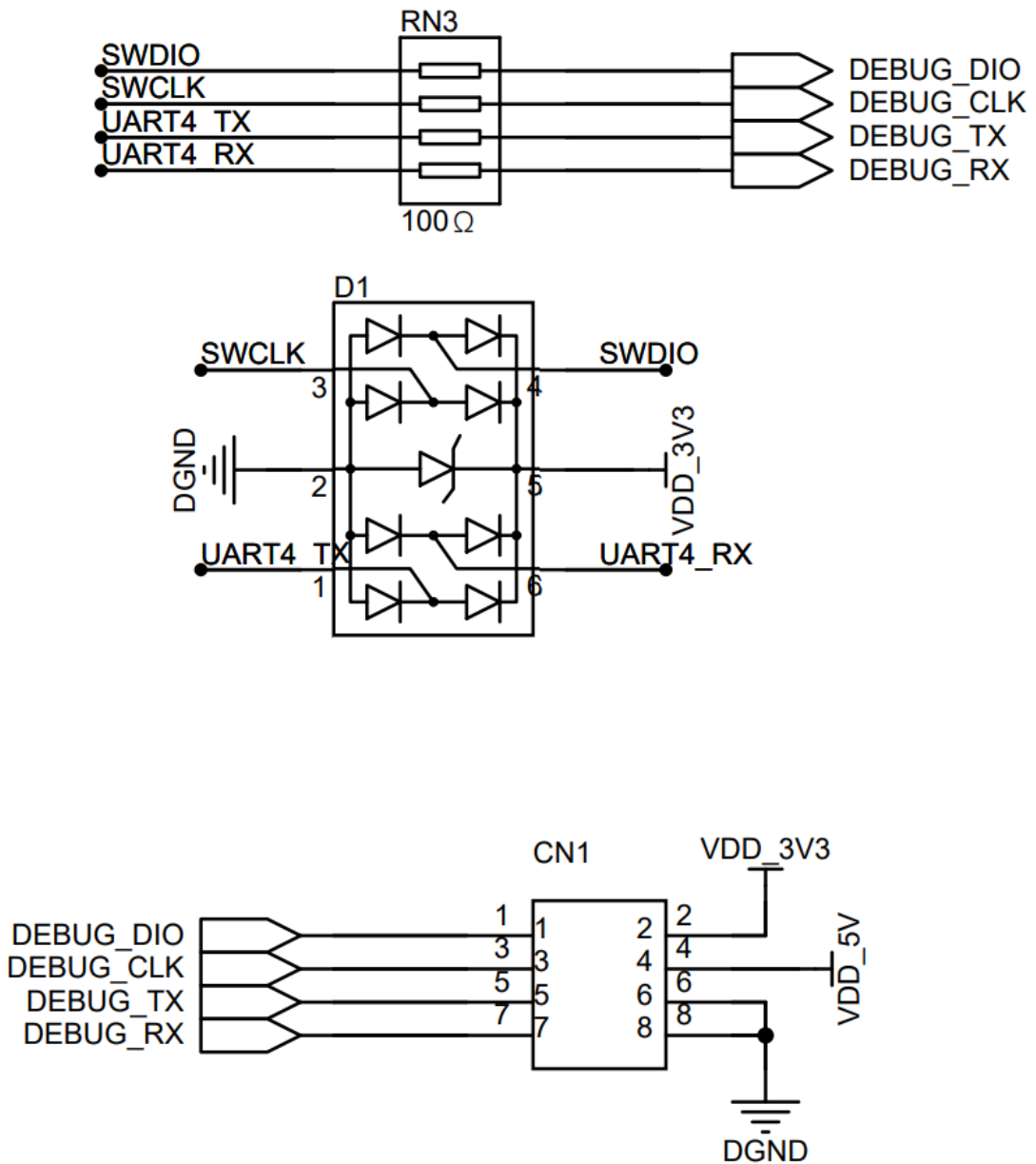
LP5907 是一款能提供高达 250mA 输出电流的低噪声 LDO。此器件专门针对射频和模拟电路而设计，可满足其低噪声、高 PSRR、低静态电流以及低线路或负载瞬态响应系数等诸多要求。LDO的输入部分使用了磁珠和电容进行复合滤波，能够抑制输入的噪声同时防止后级噪声耦合到前级，同时STM32G474为模数混合芯片，具有模拟地和数字地这里使用零欧电阻进行分离以提高系统的抗干扰性能。

此外STM32G474片内ADC需要一个基准电压，本设计中FB4实际未焊接，使用STM32G474的片内基准Buffer out输出2900mv至VREF引脚上，因此本系统中所有输入给MCU的模拟信号幅值为0~2900mV。

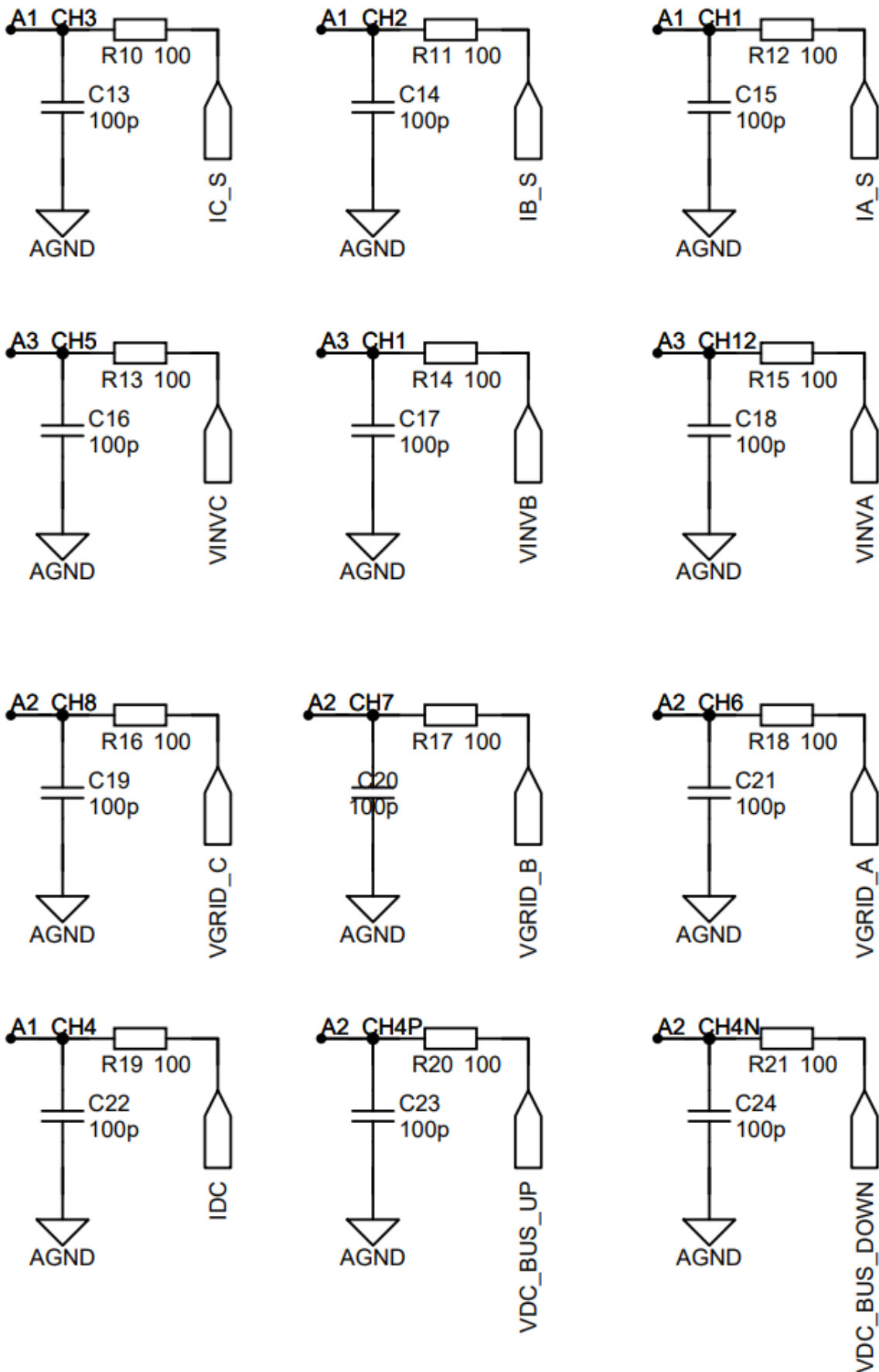
复位电路如图，STM32G474复位引脚为低电平复位，因此复位引脚需要一100nF电容并联到地线，以确保复位引脚在上电瞬间为低电平，然后通过 MCU内部上拉电阻给C1逐渐充电至高电平，以实现上电复位这一功能。此外还外接了一个开关用于手动复位。



调试电路如图，STM32G474使用SWD接口进行程序的下载、调试，同时引了一路串口到PC机上用于通信。RN3和D1为串联的电阻和TVS网络，用于保护IO口防止过压冲击和振铃，应注意其阻值的大小，若串联电阻太大则会导致信号边沿失真严重，无法满足高速通信。

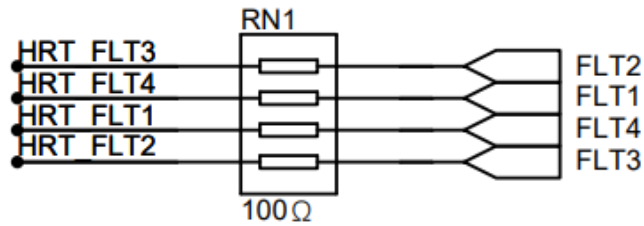


控制卡还需要接收外部的模拟信号，在每一路ADC模拟通道都串接了一阶RC滤波器。如图所示：

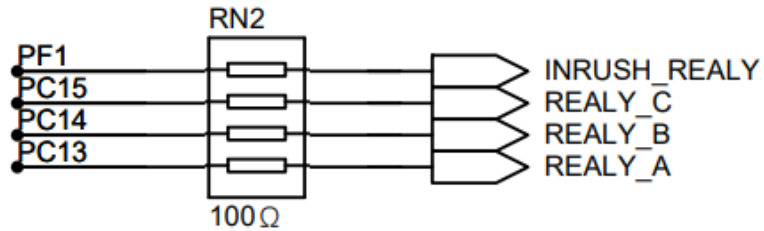


其滤波器截至频率设计为约16MHz，其具有滤除高频干扰、保护模拟IO、实现抗混叠的作用，同时100pF还具有为内置采样保持电容快速充电的功能。

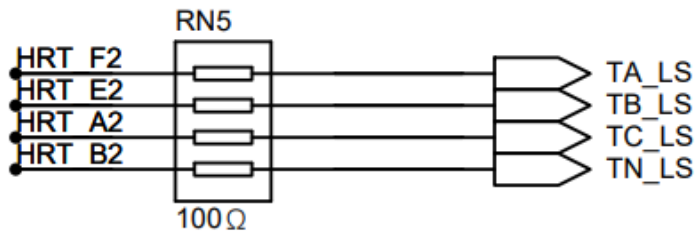
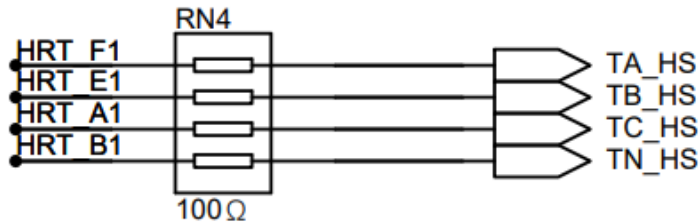
此外，控制卡具有四路故障输入、四路继电器控制输出、四路互补PWM输出、一路PWM调试输出、十路模拟输入，和串口、正交接口等功能，所有IO接口均串接了100Ω电阻用于保护。



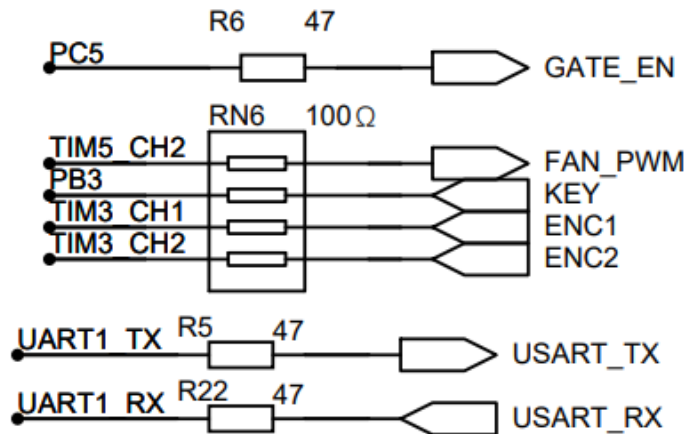
HRTIM fault line

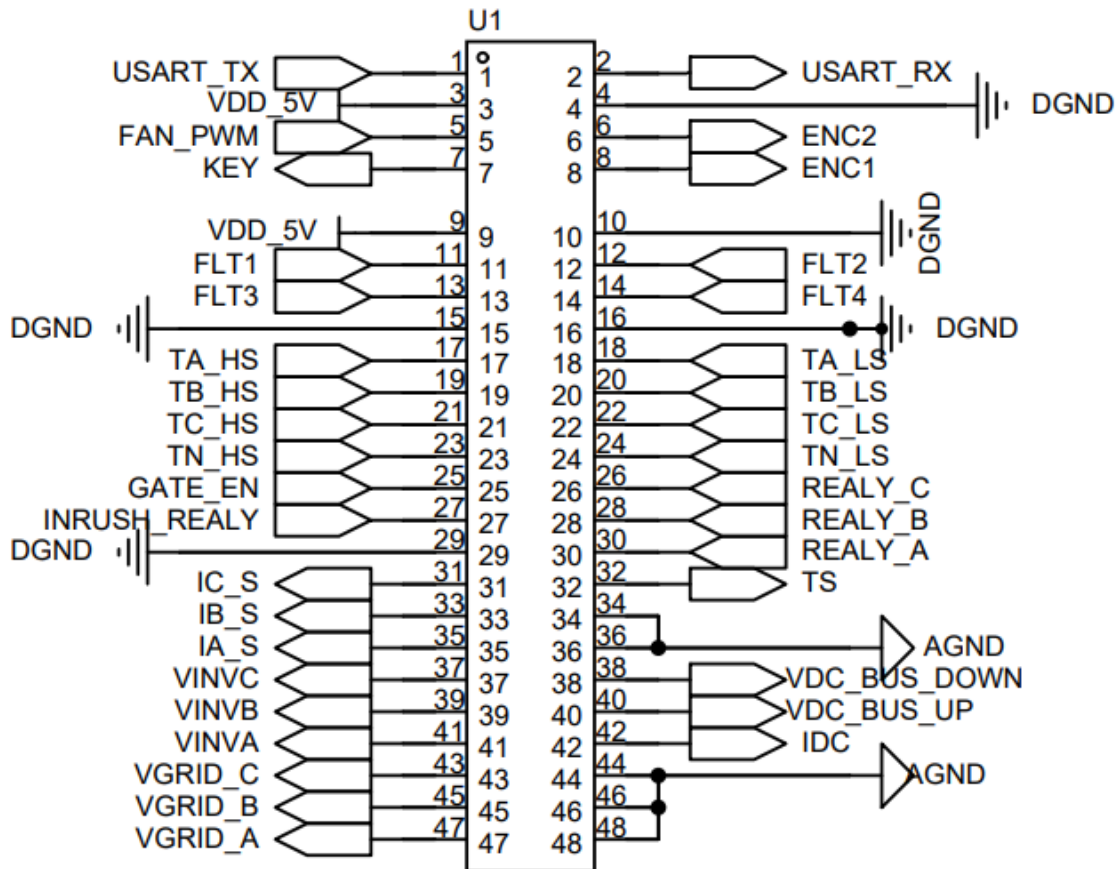


Relay control



PWM MUX



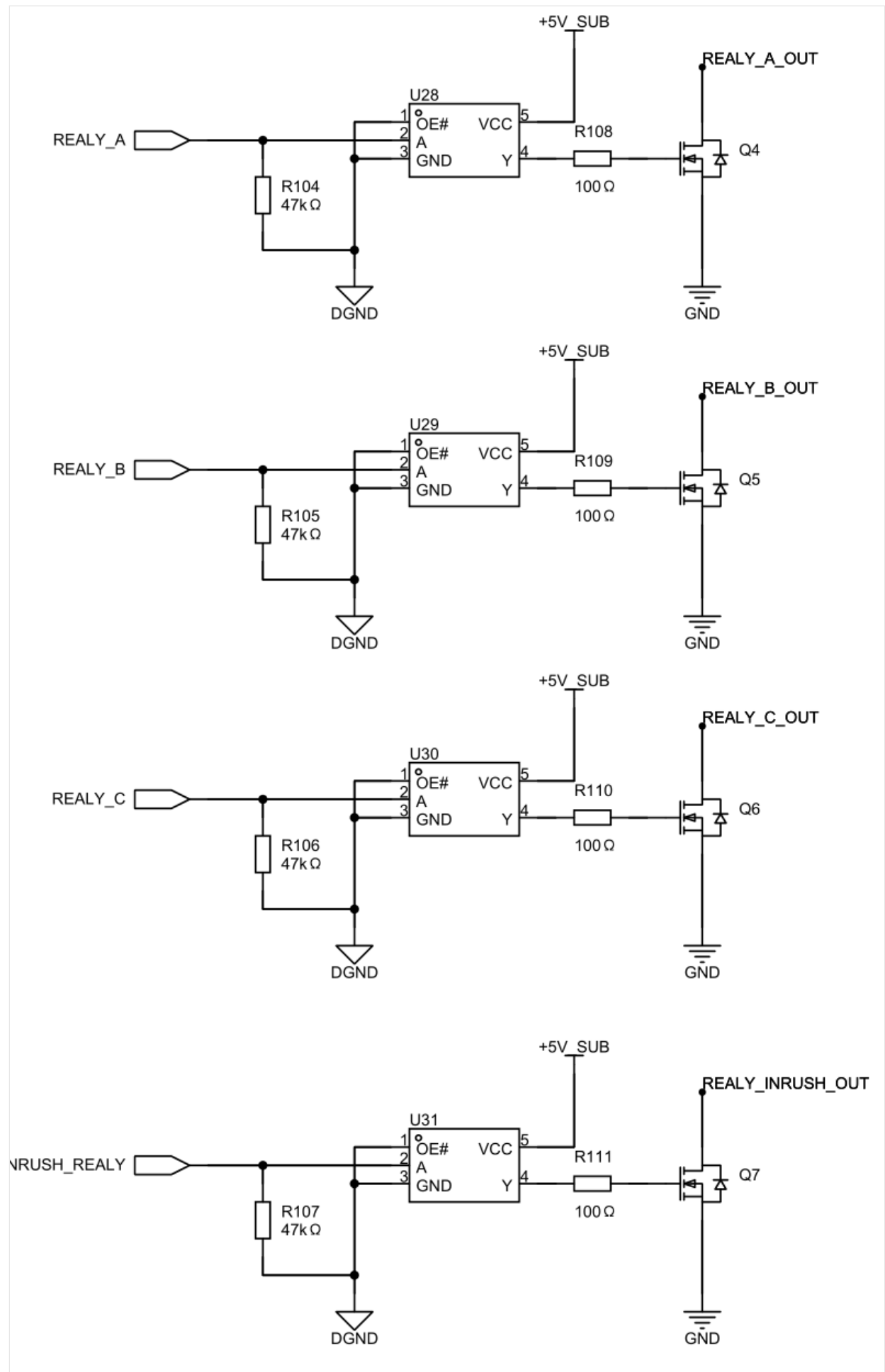


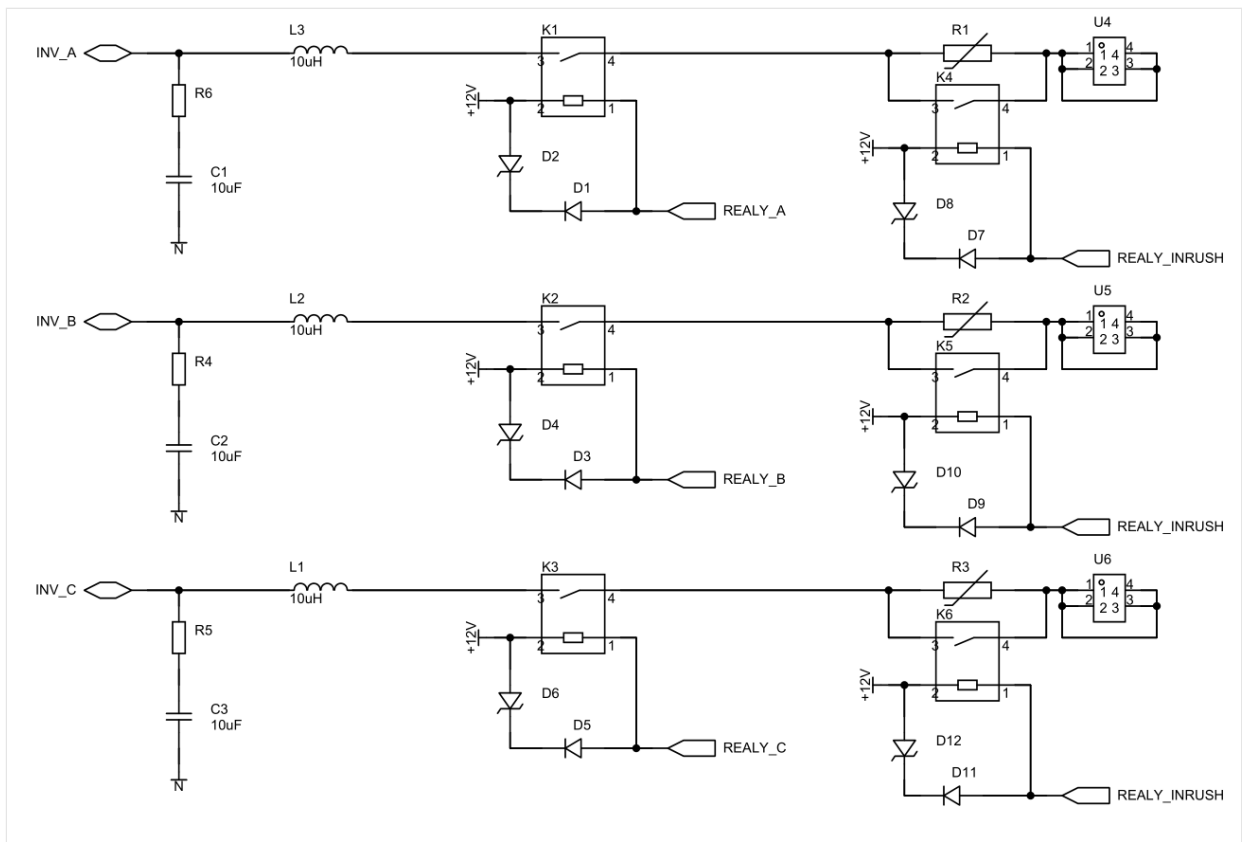
3.1.10. 继电器电路

交流并网的系统应该具有主动和电网断开和接入的能力，同时由于直流测母线储能电容较大，在接入电网瞬间可能具有较大的浪涌电流，为防止较大的浪涌电流损坏器件和电网，应该使用在设备和电网之间串接电阻，并在正常工作后将浪涌抑制电阻短路，以提高系统的效率；因此本系统使用了六个继电器用于控制此功能。

继电器使用了HF32F-012-HS3m，其线圈电压为12V，并在250VAC阻性条件下具有10A的分断能力。线圈额定电流为50mA。

首先是三路继电器用于控制与电网的连接，几路继电器按照共阳式连接，每一路单独使用一个小功率MOSFET用于开关控制。此外为了提高可靠性，将MCU的驱动信号使用了缓冲器进行信号缓冲。





如图所示，每个继电器附加了续流电路，以便在线圈关闭时释放能量，从而避免对驱动MOSFET的击穿。为了提高触电分断速度，需要迅速释放电感线圈的能量，因此在泄放电路中通过将稳压二极管与二极管串联来实现。其稳压二极管的工作电压与线圈电压一致，为12V。

3.2. 样机软件设计

3.2.1. 状态机设计

在系统系统中，采用状态机的控制方法具有重要意义。状态机提供了一种结构化的方法来管理系统的不同状态和行为，从而实现系统控制的可靠性和高效性。在系统系统中，存在多个不同的运行状态，例如校准、空闲、等待交流电压、正常运行和故障等。使用状态机可以将系统的复杂控制逻辑分解为一系列独立的状态，每个状态对应着特定的操作和行为。这样可以使代码更加清晰、可读性更强，便于系统设计和调试。

以下是系统的几个状态以及状态流程图：

systemState_CalOffset：校准ADC的状态，在启动时自动进入，在此时进行电流传感器的偏移校准。

systemState_idle：系统空闲状态，表示设备已经初始化完毕。将系统状态设置为

systemState_waitForACVoltage，等待交流电压输入。

systemState_waitForACVoltage：等待交流电压输入的状态。在这个状态下，判断电压是否满足交流电压的最小阈值，如果达到最下阈值，则切换到下一个状态systemState_state1。

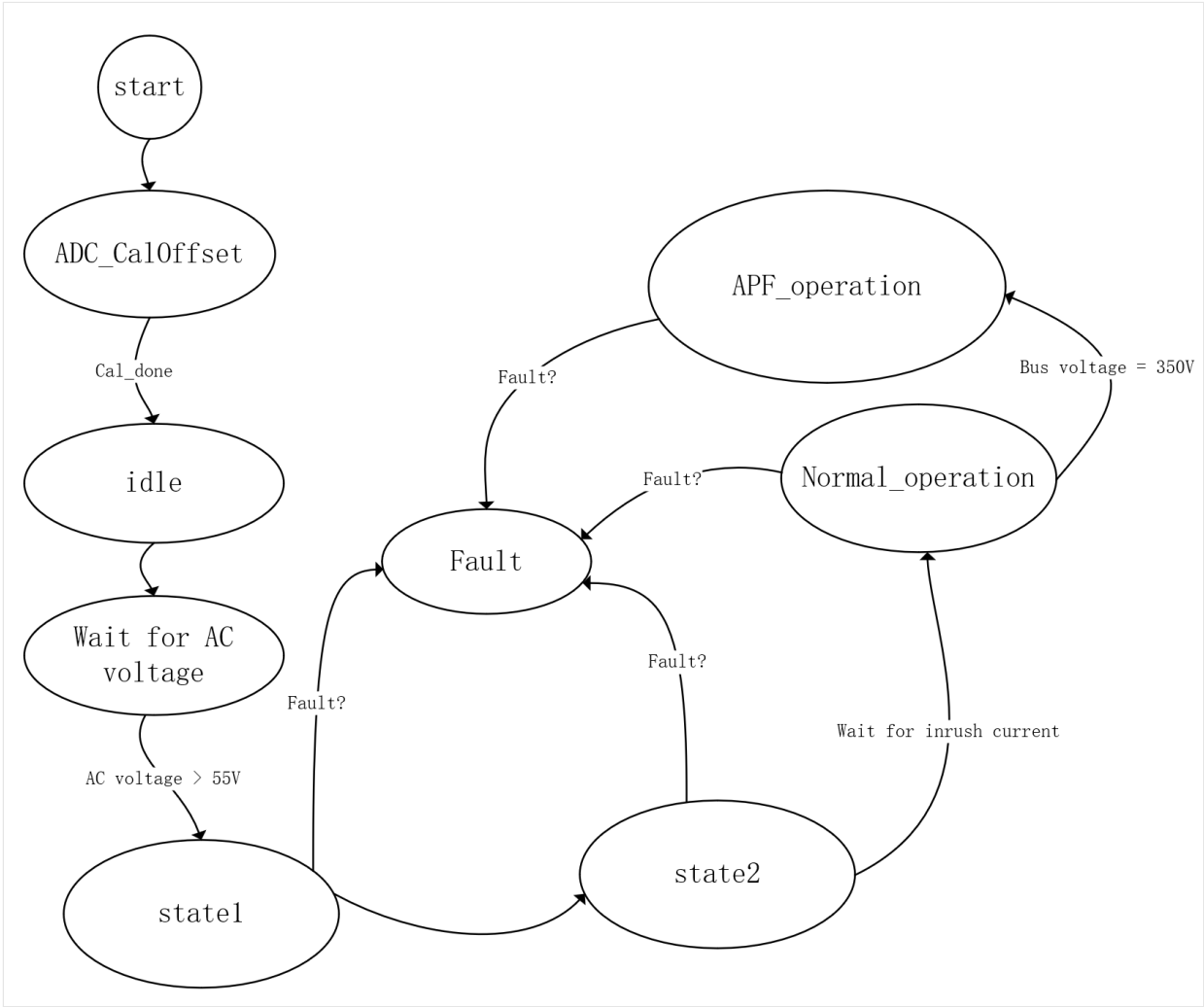
systemState_state1：状态主要完成了禁用输入过电流保护、闭合相继电器、建立继电器连接以及切换到下一个状态的操作。这些操作通常用于系统启动阶段，以准备系统的正常运行，并确保电流能够在主电路中流通。

systemState_state2：状态2，等待一段时间后执行下一步操作。根据实际需求，这段时间可以根据实际情况设置延迟时间。在延迟时间到达后，重新使能相位过电流故障检测。如果检测到过电流故障，则将系统状态设置为systemState_Fault；否则，关闭进入电流保护继电器，设置主功率级启动，并将系统状态设置为systemState_normalOperation。

systemState_normalOperation：正常操作状态，系统处于PFC运行状态。在该状态下，首先检查电压是否

低于预设值，如果低于预设值，则将系统状态设置为systemState_Fault，并设置对应的故障标志。然后检查直流侧母线电压是否超过过压限制，如果超过，则将系统状态设置为systemState_Fault，并设置对应的故障标志。

systemState_Fault: 故障状态，表示系统处于故障状态。在该状态下，断开所有的继电器，关闭PWM输出，同时发出警报。



3.2.2. 软启动设计

在系统系统中，启动过程中往往具有较大的冲击电流，在合适的时机进行软启动设备是十分重要的，在本设计中，主要使用了交流电压正方向过零处的功率级启动、半桥死区软启动和直流母线电压软启动。

1. 在正半周期交流电压过零点启动功率级：在正半周期交流电压过零点启动功率级具有几个优点。过零点提供了自然的同步参考，有助于保持良好的功率因数特性。通过在交流电压正半周期过零点启动功率级，确保系统与交流电网同步，最小化失真并降低高启动电流的风险。这种同步还有助于实现功率因数校正，即系统以受控的方式从电网中提取电能，以减少谐波并改善整体电能质量。
2. 死区时间软启动：死区时间是指高侧和低侧开关均处于非导通状态的一小段时间，以避上下开关切换时暂态的直通电流。死区时间软启动过程逐渐减少死区时间，实现对开关行为的更精确控制。初始时将死区时间设置为较高的值，提供了安全的裕度，确保在早期运行阶段没有潜在问题。随着系统的稳定，逐渐减少死区时间，提高效率并减少开关损耗。

3. 总线电压软启动：在交直流控制器启动过程中，逐渐增加总线电压以避免突然的电压峰值或过大的开机电流是非常有意义的。总线电压软启动过程可以控制和逐渐增加总线电压参考值 `PFC_vBusRefSlewed_pu`。通过将参考电压初始值设置较低，然后随着时间的推移逐渐增加，软启动过程有助于在系统初始运行阶段稳定系统。这可以减少元件的应力，提高系统的可靠性。

通过在三相系统控制算法中应用这些技术，系统可以获得更平稳的启动操作、更好的稳定性、减少元件的应力、提高效率和更好的功率因数校正。这些软启动机制和同步策略有助于交直流电能转换系统的可靠高效运行。

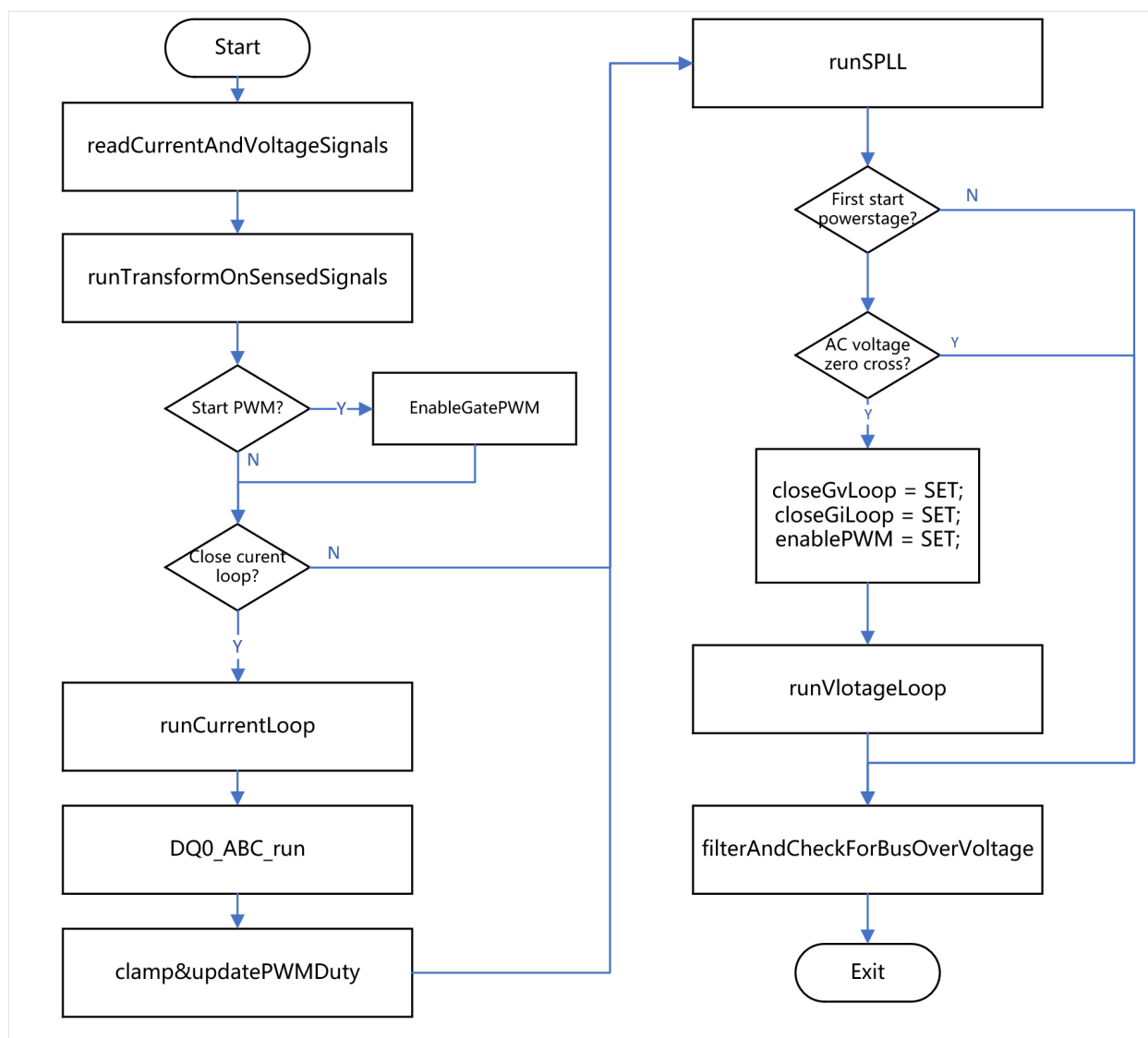
3.2.3. 中断控制代码设计

根据系统框图，其核心控制环路应该具有较高的优先级，且其实时性应该被保障，接下来将描述其中断程序的编排实现：

1. 中断触发条件：根据系统框图和设计的要求，本设计中使用了HRTIM的ADC触发事件定时触发ADC采样电压电流信号，然后使用ADC转换完成触发控制程序的中断，其ADC触发信号与PWM同频，其相位为一精细调整后的固定值，以确保ADC能够正确的采集到电感平均电流。
2. 中断程序执行流程：在核心中断程序中，按照特定的顺序执行一系列操作，实现对系统数字控制过程：
 - a. 读取电流和电压信号：通过调用`PFC_readCurrentAndVoltageSignals()`函数，读取ADC采集到的电流和电压信号。
 - b. 信号转换和处理：使用`PFC_runTransformOnSensedSignals()`函数对采集到的信号进行转换和处理，将其转换到DQ0坐标系。
 - c. 使能PWM信号输出：这一步配合软启动过程，检测到`PFC_enablePWM`为SET时，调用`PFC_HAL_EnableGatePWM()`函数，启用PWM信号输出。
 - d. 电流环控制：调用`PFC_runCurrentLoop()`函数，执行电流环控制，在DQ坐标系下对id-iq电流进行闭环控制。
 - e. DQ0到ABC变换：使用`DQ0_ABC_run()`函数将DQ0坐标系下电流环计算出的需要逆变的电压转化到ABC坐标系下的电压。
 - f. 更新PWM占空比：将ABC坐标系下计算得到的占空比值（`PFC_duty_A_pu`、`PFC_duty_B_pu`、`PFC_duty_C_pu`）进行限制到-1~1，并通过`PFC_HAL_updatePWMDuty()`函数更新PWM占空比。
 - g. SPLL同步：调用`PFC_runSPLL()`函数，进行同步相锁环控制，计算电网相角信息，用于后续的计算和控制。
 - h. 启动功率级：在正半周期交流电压过零点检测到时，置位`PFC_startPowerStage`标志位，使能电流、电压闭环，使能PWM输出，开始软启动过程。
 - i. 电压环控制：由于电压环的带宽较低，将其放在中断服务程序的后面，使用计算电压环软启动变量，使用电压环控制器进行电压闭环，得到DQ坐标系下的电流期望值。
 - j. 实时保护和故障处理：计算母线电压滤波，同时根据系统设计要求，实施相应的保护策略，并在发生故障时进行相应的处理和保护动作。

通过以上步骤，中断程序可以按照一定的顺序和优先级实现对系统系统的实时数字控制过程。这种编排实现的设计目的是确保核心控制环路具有较高的优先级和实时性，以实现高效、可靠的负载电流补偿。

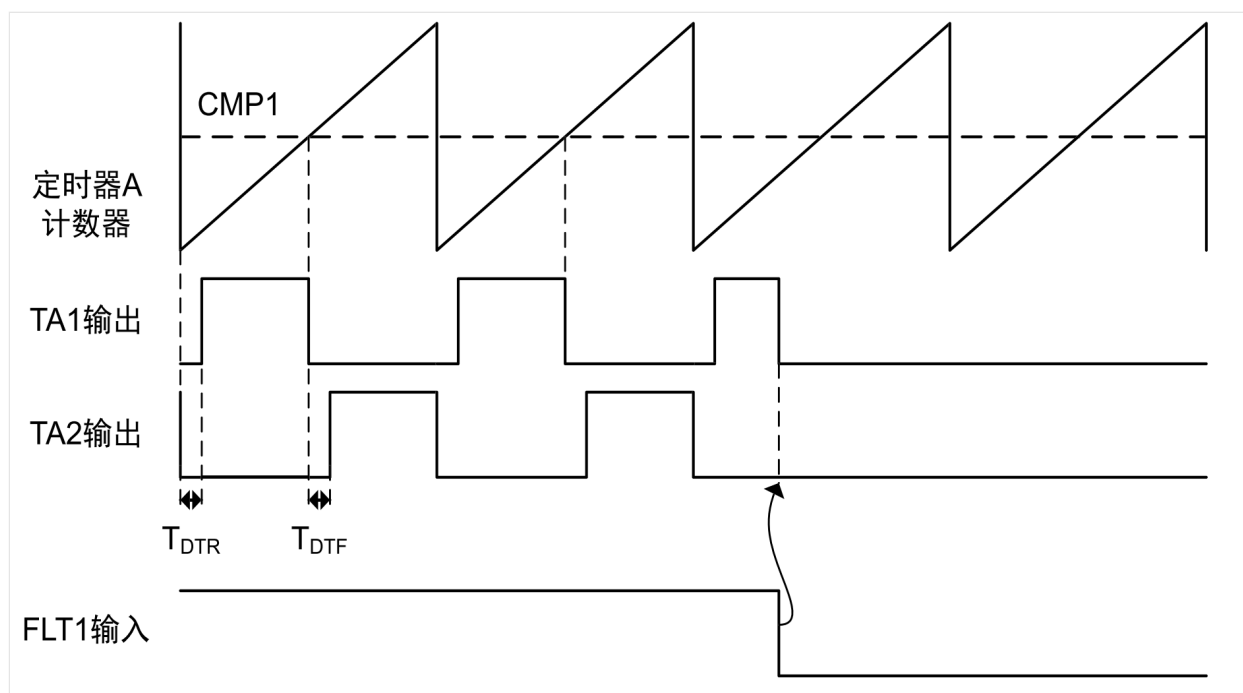
其流程图如下：



3.2.4. 故障保护设计

在系统系统中，需要实时检测系统电流、电压等状态量，并根据这些状态量实时检测是否超出设定值。一旦超出设定值，就需要进行硬件级别的保护，以实现最快的故障检测。在前文的样机硬件设计中，介绍了使用硬件电路来实现故障检测的方法。当系统发生故障时，需要尽快触发系统的保护功能，以避免潜在的器件损坏。硬件级别的故障保护主要借助了STM32G474 HRTIM的FAULT事件，下面对其实现进行详细描述。

在前文的样机硬件设计中，使用了硬件窗口比较器来检测输入相电流、母线输出电流、母线电压以及三个桥臂六路栅极驱动的错误信号。这些错误信号分别是OC_FAULT_AC、OC_FAULT_DC、OV_FAULT_DC和GATE_FAULT，它们都是低电平有效。这四路信号被连接到STM32G474的HRTIM-FAULT事件引脚，并被配置为检测下降沿。当硬件上发生故障时，HRTIM外设会检测到FAULT事件，并经过约10纳秒的传播延迟后，立即将六路PWM输出设置为低电平。该时序如图所示。



同时，FAULT事件会触发FAULT中断。在中断程序中，MCU会将系统状态设置为systemState_Fault，断开三相输入继电器和输入浪涌继电器。同时，检测FAULT标志位，并将对应的故障标志位锁存置位于PFC_boardFaultFlags中。

此外，在系统系统中还需要进行软件级别的故障保护设计。例如，系统会判断电网欠电压锁存、锁相环失锁、电网频率超出范围、系统过功率以及功率级过温保护等情况。这些判断操作的执行频率为1kHz，并通过系统状态机进行控制。

综上所述，故障保护设计在本系统中具有重要作用。通过实时监测系统状态、设置阈值并采取相应措施，可以保护系统免受故障的影响。这些故障保护设计措施有助于提高系统的安全性、可靠性和稳定性，确保系统能够在正常工作范围内运行，并提供必要的故障诊断和修复功能。