

版本	日期	说明
V1.0	2019-01-05	创建文档

1 绪论

1.1 同步 BUCK 设计规格

- 输入电压：12-56Vdc
- 输出电压：0-50Vdc
- 输出电流：8Amax
- 最大功率：250Wmax
- 最高效率：97%
- 输出纹波：50mVpp
- 电压稳定度：5%
- 开关频率：100KHz
- 保护功能：输入欠压、过压保护；输出过压、过流保护
- 运行指示：ON/OFF、CV、CC
- 人机交互：按键、编码器、0.96 寸 OLED 显示、蜂鸣器、串口(预留接串口调试)
- 步进设置：0.1V、1V、0.1A、1A

1.2 系统方案结构

如图 1 所示为系统方案结构框图，同步整流 BUCK 数字控制板由 BUCK 拓扑电路、辅助电源、半桥驱动电路、信号采集电路、STM32F030 主控电路、按键/编码器电路以及 OLED 显示模块构成。

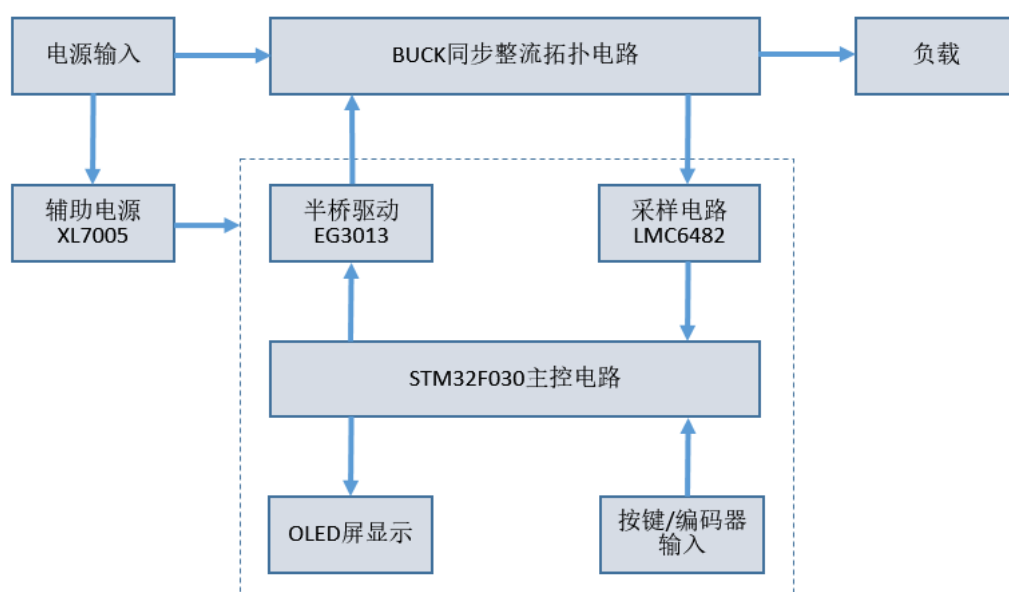


图 1 同步整流 BUCK 数字电源方案结构框图

本设计采用 STM32F030 作为主控芯片，利用 F030 的 HRPWM 模块产生所需 PWM，通过 EG3013 驱动器驱动 MOS 管；通过信号调理电路和 ADC 模块采集输入电压、输出电压、输出电流等信号，并利用采集的信号进行运算控制，以达到恒压恒流输出的目的。辅助电源采用 XL7005A、AMS1117-3.3 分别变换产生 12V、3.3V 两路电源，并为 MOS 驱动电路、信号调理电路、OLED 驱动电路、主控芯片供电；按键/数字编码器用于设置/调节相关参数；OLED 显示系统的工作状态、输出电压、输出电流等信息。

2 同步整流 BUCK 变换器原理

如图 2 所示，是同步整流 BUCK 主拓扑电路。同步整流 BUCK 电路由经典 BUCK 电路演化而来，在经典的 BUCK 电路中由于整流二极管存在较大压降，在整流二极管上存在较大损耗；而利用 MOS 管代替电路中的整流二极管，由于 MOS 管开通时 MOS 管上的压降相对较低，能够显著提高电源的效率。由以上分析可知，要学习认识同步整流 BUCK 电路的工作原理先要学习认识经典 BUCK 电路原理；在 2.1 节和 2.2 节中将讲解 BUCK 电路的原理和参数计算。

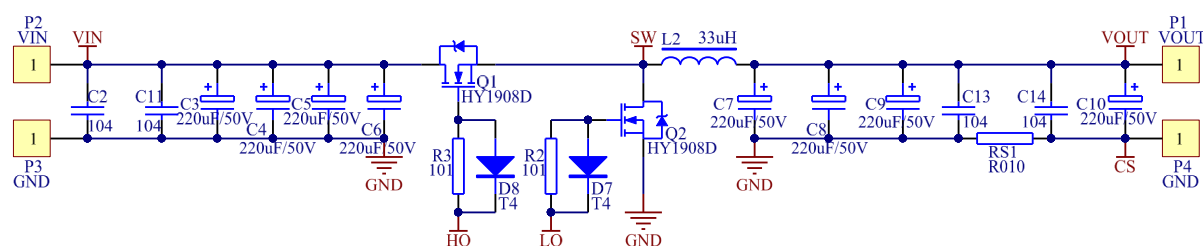


图 2 同步 BUCK 主电路拓扑

2.1 经典 BUCK 变换器

BUCK 变换器也称为降压式 DC/DC 变换器，是最常用的 DC/DC 变换器之一。降压式 DC/DC 变换器能将一种直流电压变换成更低的直流电压。例如它可将+24V 电源变换成+15V、+12V、或+5V 电源，并且在变换器过程中的电源损耗很小，在分布式电源系统中经常会用到。

2.1.1 降压式 DC/DC 变换器的拓扑结构

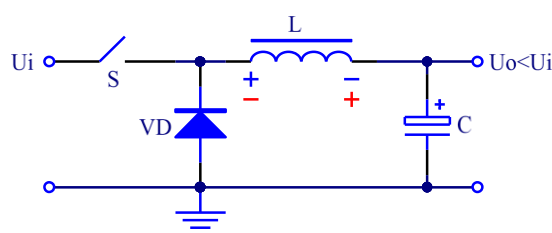


图 2.1.1 降压式 DC/DC 变换器的拓扑结构

降压式 DC/DC 变换器的拓扑结构如图 2.1.1 所示。图中的开关 S 用来等效功率开关管， U_i 为直流输入电压， U_o 为直流输出电压，VD 为续流二极管，L 为输出滤波电感（也称储能电感），C 为输出滤波电容。

当 S 闭合时除向负载供电之外，还有一部分电能储存于电感 L 和电容 C 中，L 上的电压为 U_L ，其极性是左端为正、右端为负，此时续流二极管 VD 截止。

当 S 断开时，L 产生极性为左端负、右端正的反向电动势，使 VD 导通，L 中的电能继续传送给负载和电容 C。降压式 DC/DC 变换器在功率开关管导通时向负载传输能量，属于正激式变换器。

2.1.2 降压式 DC/DC 变换器的工作原理

降压式 DC/DC 变换器可用一只 NPN 型功率开关管 VT(或 N 沟道功率场效应管 MOSFET) 作为开关器件 S，在脉宽调制 (PWM) 信号的控制下，使输入电压交替的接通、断开储能电感 L。降压式变换器的简化图 2.1.2 (a) 所示，脉宽调制信号控制功率开关管 VT 的导通与截止。图 2.1.2 (b)、图 2.1.2 (c) 示出了开关闭合、断开时的电流路径。

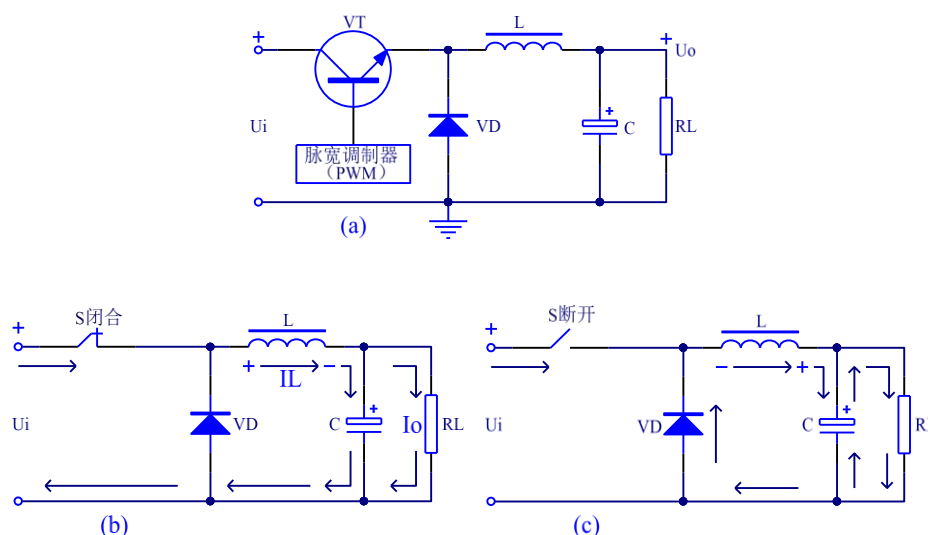


图 2.1.2 降压式 DC/DC 变换器的工作原理

(a) 简化电路；(b) 开关闭合时的电流路径；(c) 开关断开时的电流路径

当开关闭合时续流二极管 VD 截止，由于输入电压 U_i 与储能电感 L 接通，因此输入-输出压差 ($U_i - U_o$) 就加在电感 L 上，使通过 L 的电流 I_L 线性增加。在此期间除向负载供电之外，还有一部分电能储存在 L 和 C 中，流过负载 RL 的电流为 I_o ，如图 2-1-2 (b) 所示。

当开关断开时，L 与 U_i 断开，但由于电感电流不能在瞬间发生突变，因此在 L 中的电能就经过由 VD 构成的回路向负载供电，维持输出电压不变，如图 2.1.2 (c) 所示。开关断开时，C 对负载放电，这有利于维持 U_o 和 I_o 不变。

降压式 DC/DC 变换器的电压及电流波形如图 2.1.3 所示。PWM 表示脉宽调制波形，T 为周期，t 为功率开关管 VT 的导通时间，D 为占空比，有关系式： $D = t/T$ 。UE 为 VT 的

射极电压。 I_C 为 VT 的集电极电流。 I_F 为续流二极管 VD 的正向电流， I_L 为电感电流。图中的 I_C 和 I_F 是连续式时的电流波形。

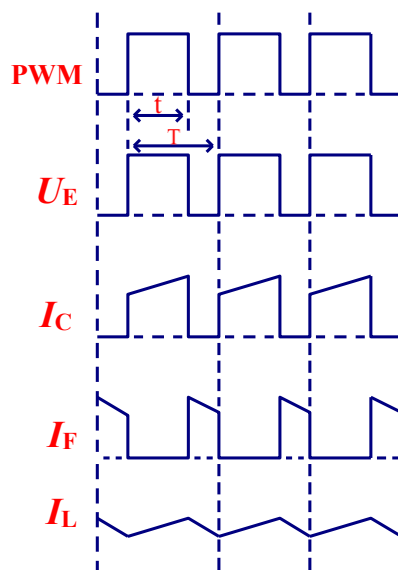


图 2.1.3 降压式 DC/DC 变换器的电压及电流波形

降压式 DC/DC 变换器既可工作在连续模式，亦可工作在不连续模式。不同工作模式下储能电感的电流波形如图 2.1.4 所示。由图可见，在开关闭合期间 (t_{ON})，电感电流 I_L 是沿斜坡上升的；在开关断开周期 (t_{OFF})，电感电流斜坡下降。如果在开关断开期间电感的电流没有下降到零，下个周期开关闭合时，电流就会重新上升，电感中的电流是连续的，不会中断，称之为连续模式，如图 2.1.4 (a) 所示。如果在开关断开期间电感的电流已经下降到零，下个周期关闭时，电流就会从零开始上升，电感中的电流是连续的，称之为不连续模式，如图 2.1.4 (b) 所示。

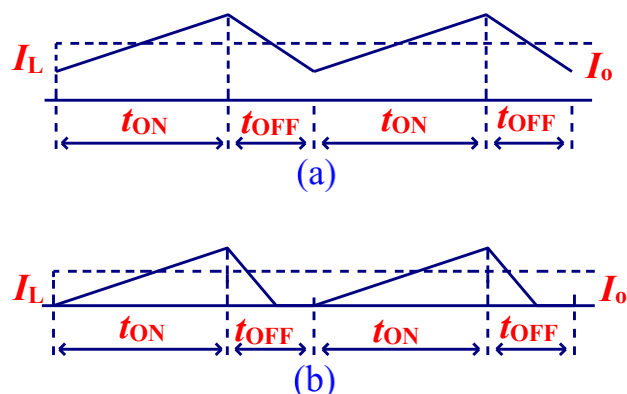


图 2.1.4 储能电感的电流波形
(a) 连续模式； (b) 不连续模式

DC/DC 变换器的输出电流 I_o 为储能电感电流 I_L 的平均值。电感电流波形中峰值与谷值之间的差值就是电感纹波电流。为减小输出电流的纹波, L 应选的足够大, 使 DC/DC 变换器工作在连续模式。通常纹波电流应小于额定输出电流的 20%~30%。

降压式 DC/DC 变换器具有以下特点:

1. 输出电压 U_o 与 U_i 的关系为 $U_o=U_i*D$ 。通过控制占空比 D 的大小就能改变输出电压。因为 $D<1$, 因此有 $U_o<U_i$, 故称之为降压式, 它具有降低电压的作用;
2. 输出电压与输入电压的极性相同;
3. 功率开关管 VT 的最大电压 $U_{CE}=U_i$;
4. 最大集电极电流 $I_C=I_o$;
5. 续流二极管上的电流 $I_F=(1-D)*I_o$;
6. 续流二极管的反向电压 $U_R=U_i$ 。

降压式 DC/DC 变换器只能降低输入电压, 若输入电压低于所要求的输出电压, 则 DC/DC 变换器不能工作。降压式 DC/DC 变换器可以由分立元件和 PWM 控制器构成, 也可以选择集成电路产品。

2.2 BUCK 变换器相关参数计算

以下将计算 BUCK 电路在连续工作模式下的电压增益和电感、电容的大小, 如何选择。

参数计算: 定义 MOS 管 Q1 导通时间为 t_{on} , 关断时间为 t_{off} , 周期为 T , 占空比为: $D = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}}$; 在 MOS 管 Q1 导通期间, 电感两端的电压为: $U_i - U_o$, 电感电流线性增加, 由电感与电流电压的关系式 $U_L = L * \frac{di}{dt}$ 可以推出导通期间电感电流的增加量为: $\Delta I_{L1} = \frac{U_i - U_o}{L} * t_{on}$; Q1 关断期间电感两端电压为 U_o , 电感电流线性减小, 减少量为: $\Delta I_{L2} = \frac{U_o}{L} * t_{off}$, 由以上分析 BUCK 电路稳定工作时电感电流的增加量等于减少量 $\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$; 推出输出电压与输入电压的关系: $\frac{U_o}{U_i} = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = D$ 。电感电流的变化量 $\Delta I = \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$ 。

电感量计算: 由公式: $\Delta I_{L1} = \frac{U_i - U_o}{L} * t_{on}$ 推出 $L = \frac{U_i - U_o}{\Delta I} * t_{on} = \frac{U_i - U_o}{\Delta I} * \frac{D}{f}$, 其中

$f = \frac{1}{T}$, 电感电流的变化量 $\Delta I = K * I_{omax}$, K 的设计经验值取 10%-40%, I_{omax} 为输出电流

的最大值则, 电感计算值: $L = \frac{U_i(1-D)D}{f * K * I_{omax}}$, 在整个开关周期中电感量都要满足要求, 电

感要取最大值，在具体计算时 U_i 取最大值， $D=0.5$ 计算的电感最大值。以上计算是在电感流过最大电流时仍未饱和的情况下成立。

输出电容计算：输出电容的选取与设计要求的输出电压纹波 ΔU_o 有关，输出电压纹波的产生主要由电容充当电引起的电压波动和电容等效串联电阻（ESR）上的压降叠加而成，其中电容等效串联电阻（ESR）引起的纹波电压占主导地位；则输出的纹波电压按两部分计算，第一部分是电容充放电引起的纹波电压，由公式 $i_c = C \frac{du}{dt}$ 推出电容电压 $U_c = \frac{1}{C} \int i_c * dt$ ；由图 4 的波形分析可知，在电感电流纹波 ΔI 大于输出电流 I_{omax} 是电容充当，电容电压升高；反之，电感电流纹波 ΔI 小于输出电流 I_{omax} 是电容放电，且在电流稳定工作的情况下，电容充电电能相等，电容电压升高降低幅值相等；由此计算出电容纹波电压 $\Delta U_C = \frac{1}{C} * \frac{1}{2} \Delta I * \frac{1}{2} t_{on} + \frac{1}{C} * \frac{1}{2} \Delta I * \frac{1}{2} t_{off} = \frac{\Delta I}{8 * C} * (t_{on} + t_{off}) = \frac{\Delta I}{8 * C * f}$ 。在 ESR 上的纹波为 $\Delta U_R = ESR * \Delta I$ ，则输出纹波电压为： $\Delta U_o = \Delta U_C + \Delta U_R = ESR * \Delta I + \frac{\Delta I}{8 * C * f}$ 。

输入电容计算：输入电容的作用主要是保障输入电压的稳定，若输入电容过小，当BUCK 输出重载时，可能拉低输入电压；输入电容的纹波大，将噪声输入电源；所以输入电容要求足够大，在电容上产生的纹波小于输入电源纹波；由功率守恒可得输入电流 $I_i = D * I_o$ ，在电路稳定工作时，输入电流 I_i 基本不变；在 Q1 导通期间输入电容 CE1 的电流为 $I_{cin} = I_i - I_L = D * I_o - I_L$ ；在 Q1 截止期间输入电容 CE1 的电流为 $I_{cin} = D * I_o$ 方向与 Q1 导通时的电容电流方向相反；由于以上分析可知输入电容电流的变化量 ΔI_{cin} 是由电感电流的变化引起的，且电感电流的增加量等于电容电流的减少量；所以输入电容与输出电容的计算方法是一样的，只是要求满足输入电源的纹波 $\Delta U_i = ESR * \Delta I + \frac{\Delta I}{8 * C * f}$ 。

3 系统硬件设计

3.1 BUCK 主电路设计

如图 2 所示为 BUCK 主电路图，根据 2.1 节和 2.2 节的分析可计算出主电路参数；BUCK 模式需要电感大小： $L = \frac{U_i * (1-D) D}{f * K * I_{omax}} = \frac{56 * (1-0.5) * 0.5}{100000 * 0.5 * 8} = 35\mu H$ 。按设计指标输出最大纹波电压 $\Delta U_o = 50 * 0.5\% =$

0.25V, 由于贴片陶瓷电容的 ESR 较小, 单个贴片陶瓷电容 ESR 大概 10mΩ, 采样多个贴片陶瓷电容并联 ESR 就更小了, 在本设计忽略不计, 只计算电容充电引起的电容纹波。则所需电容容值: $C =$

$$\frac{\Delta I}{f \cdot \Delta U_o \cdot 8} = \frac{0.5 \cdot 8}{100000 \cdot 0.25 \cdot 8} = 20\mu F, \text{ 输入输出电容要大于 } 20\mu F;$$

实际设计中其输入、输出采用 4 颗 220uF 的电解电容并联总容量 880uF，并且并联 104 电容吸收高频纹波。本设计中采用 HY1908D 的 MOS 管，耐压达 80V，最大可持续通过 90A 电流，最小导通电阻 $7\text{m}\Omega$ ；而本设计中最高电压为 56V 远低于 MOS 管耐压；最大峰值电流为 10A 远低于 MOS 管最大持续电流。

3.2 驱动电路设计

如图 3.2.1 所示，MOS 管驱动采用屹晶微具有独立的高、低侧驱动的半桥驱动芯片 EG8013，该芯片外部连接自举二极管和自举电容，采用自举升压的方式驱动高侧 MOS 管；自举电容选取 0.1 μ F，芯片驱动电流峰值为 1A，最大引导电压直流 100V；芯片内部自带死区功能，防止上下桥臂直通。

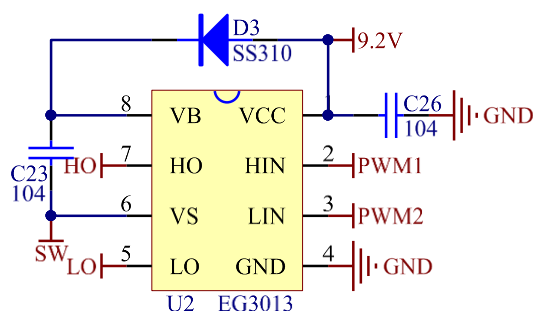


图 3.2.1 MOS 管半桥驱动电路

3.3 辅助电源设计

如图 3.3.1 所示，辅助电源从电路的输入端（VIN）取电，经过 XL7005A 变换产生直流 9.2V，在通过 AMS1117-3.3 变换产生 3.3V 电源；直流 9.2V 为驱动芯片供电以驱动 MOS 工作；直流 3.3V、为 STM32F030 和运放供电。

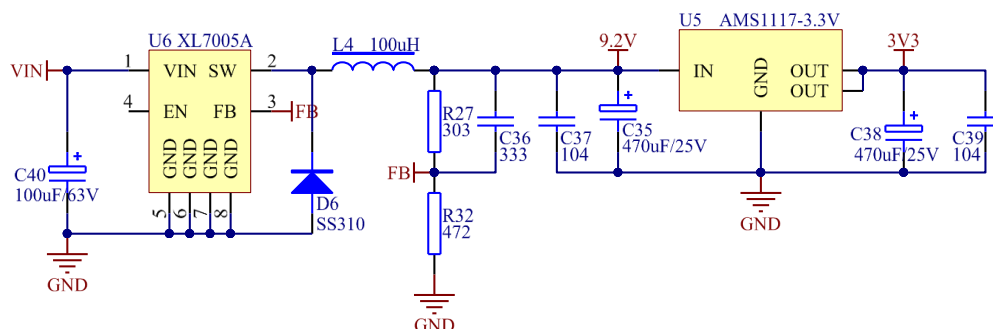


图 3.3.1 辅助电源

3.4 信号调理电路设计

➤ 输入输出电压检测

输入输出电压通过运放 LMC6482 采用差分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。输入电压采样是通过 MCU 内部运放按比例缩小在送到 ADC 进行采样的，具体电路如图 3.5.1 所示。输出电压检测电路如图 3.4.1 所示。

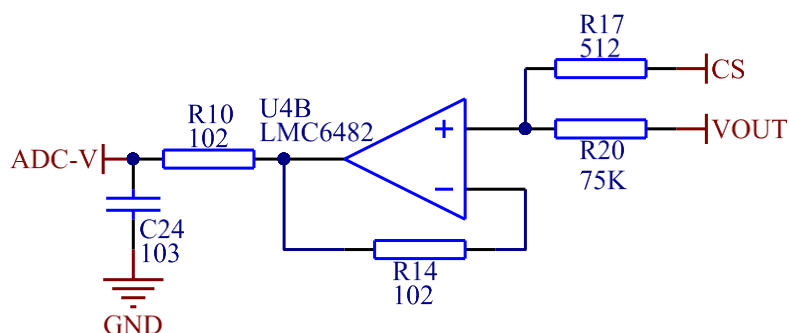


图 3.4.1 输出电压检测电路

➤ 输出电流检测

➤ 输出电流检测电路通过运放 LMC6482 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 $10\text{m}\Omega$ ，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；输出电流检测电路如图 3.4.2 所示。

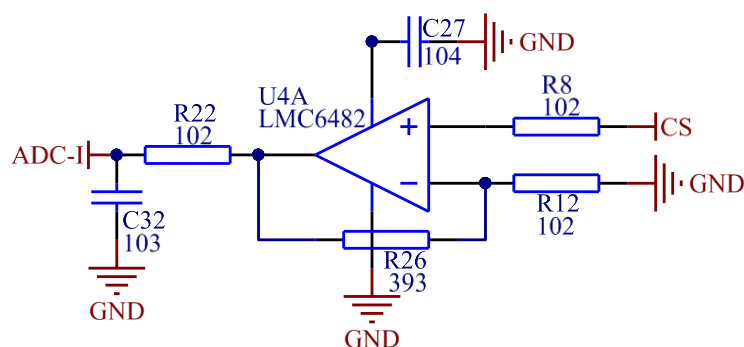


图 3.4.2 输出电流检测电路

3.5 MCU 主控电路设计

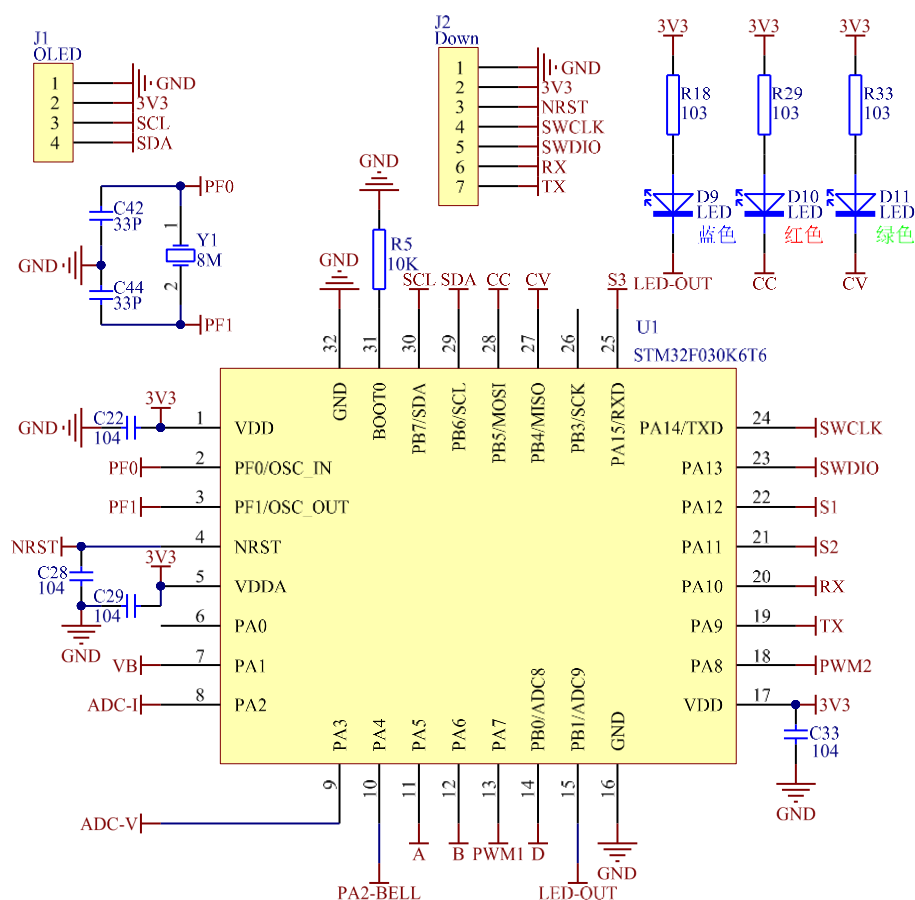


图 3.5.1 MCU 主控电路

主控部分以 STM32F030K6T6 为主控芯片，预留了串口通信和调试接口，包含了两个指示灯；其引脚分配如下：

信号分类	引脚名称	对应信号	属性
ADC 信号	PA7	PWM1	半桥驱动信号
	PA8	PWM2	半桥驱动信号
	PA1	VB	输入电压检测
串口通信	PA9	TX	USART1 发送
	PA10	RX	USART1 接收
程序下载调试接口	PA13	SWDIO	SWD 仿真接口
	PA14	SWCLK	
LED 指示灯	PB1	LED-OUT	运行指示灯
	PB5	LED-CC	恒流指示灯
	PB4	LED-CV	恒压指示灯

表 1 STM32F030 引脚分配表

4 系统软件设计

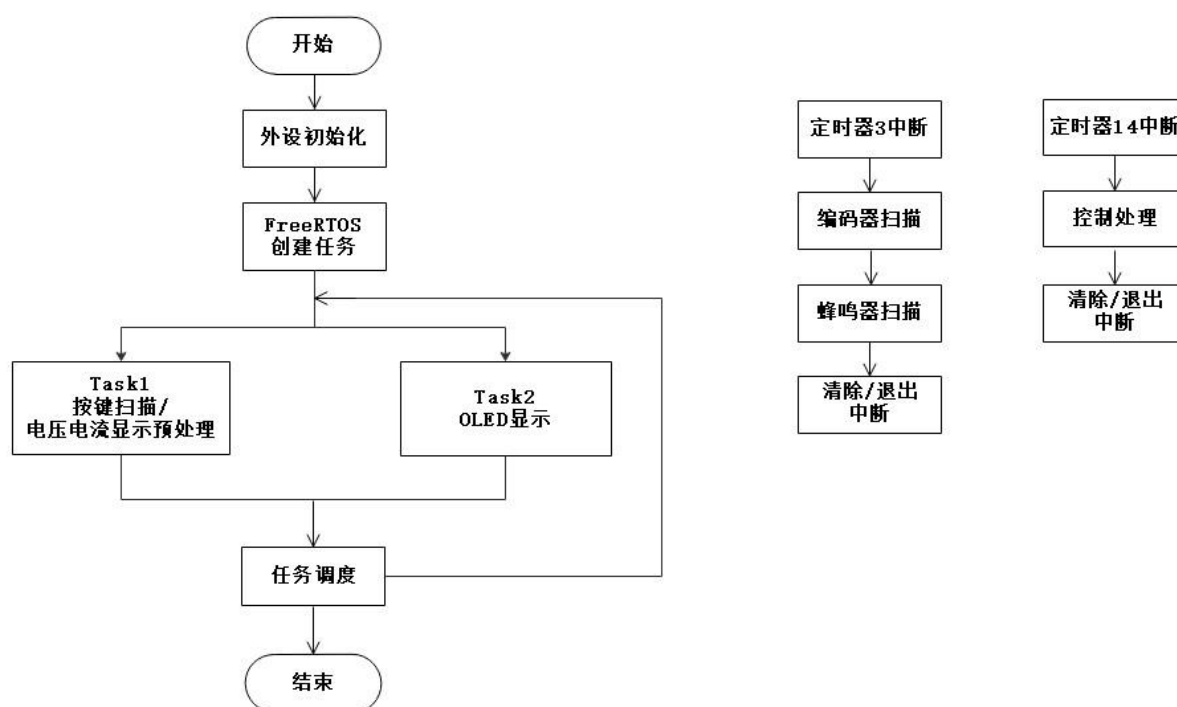


图 4.1.1 系统总流程图

本设计中采用双环控制，电压环电压控制模式，即通过采样输出电压与期望输出电压比较产生误差信号，将误差输入 PID 算法计算出所需占空比，通过改变占空比来达到稳压输出的目的，同理电流环也是这样调节占空比。在电压环控制模式下，电流大于设定值，则立即转入电流环控制模式达到恒流输出效果；当电流低于设定值，则立即转为电压控制模式。图 4.1.1 软件流程图，在定时器 14 的中断程序里进行 PID 运算和更新占空比。

PID 算法分为增量式和位置式，本设计采用增量式 PID 算法。有关 PID 自动控制算法原理和参数整定，网络上有很多资料，在此不再赘述，以下给出增量式 PID 算法的代码。

PID 算法核心代码：

/*PID 结构体*/

typedef struct

{

float desired; //<期望值

float error; //<当前误差

float prevError1; //<前一次误差

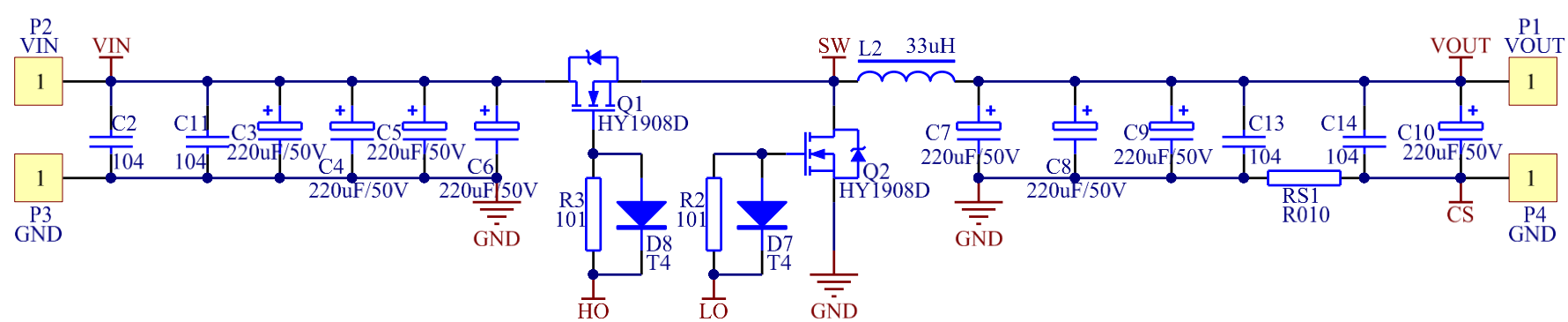
float prevError2; //<第二次误差

float kp; //<比例常数

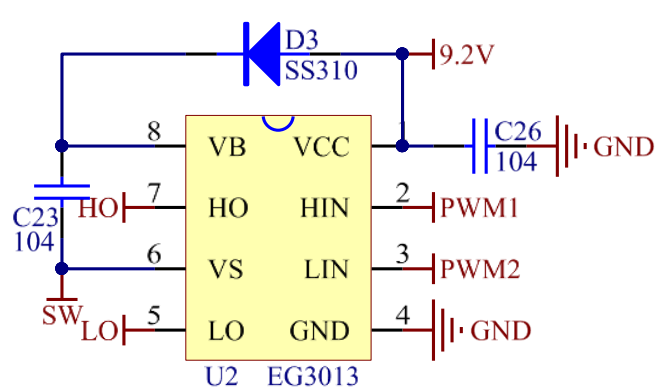
float ki; //<积分时间

```
float kd;           //<微分时间
float ap;           //<比例系数
float ai;           //<积分系数
float ad;           //<微分系数
float inc;          //<PID 增量值
float outLast1;     //< PID 前一次输出值
float iLimitHigh;   //< PID 最高输出值
float iLimitLow;    //< PID 最低输出值
float dt;           //<采样控制周期
} PidObject;
/*PID 系数计算*/
void pidInit(PidObject* pid)
{
    pid->ap = pid->kp * (1 + pid->dt / pid->ki + pid->kd / pid->dt);
    pid->ai = pid->kp * (1 + 2 * pid->kd / pid->dt);
    pid->ad = pid->kp * pid->kd / pid->dt;
}
/*PID 结构体*(输入 PID 类, 期望值输出值, 当前输出值)*/
float pidUpdate(PidObject* pid, const float desired, const float now_value)
{
    float output;
    pid->error = desired - now_value;    //<计算误差
    pid->inc = pid->ap * pid->error - pid->ai * pid->prevError1 + pid->ad * pid->prevError2; //<计算增量
    output = pid->inc + pid->outLast1;    //<叠加输出
/*限制 PID 输出值*/
    if(output > pid->iLimitHigh)
    {
        output = pid->iLimitHigh;
    }
    if(output < pid->iLimitLow)
    {
        output = pid->iLimitLow;
    }
    pid->prevError2 = pid->prevError1;
    pid->prevError1 = pid->error;    //<计算误差保存
    pid->outLast1 = output;          //<PID 输出值保存
    return output;
}
```

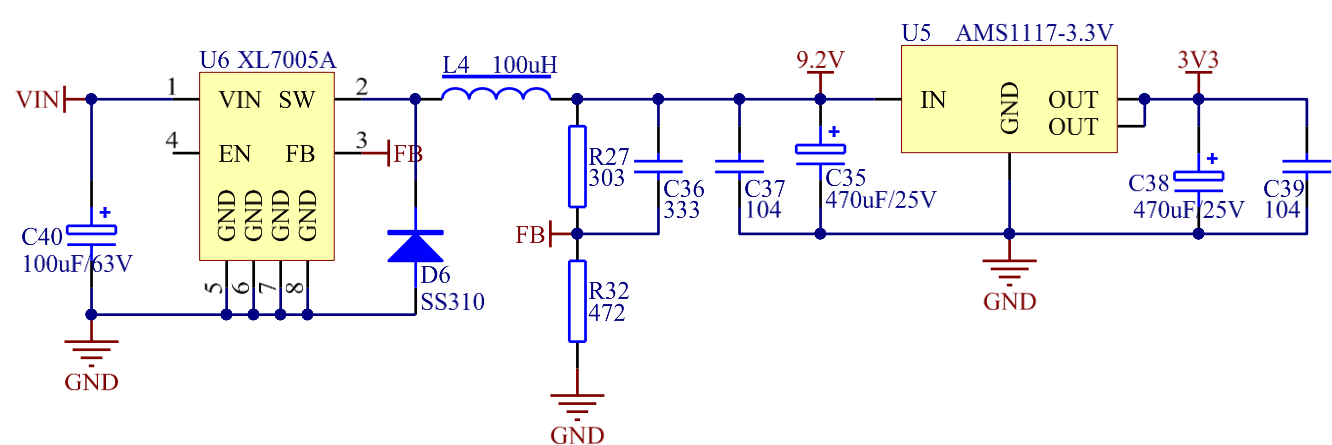
附录 1：同步整流 BUCK 电路原理图



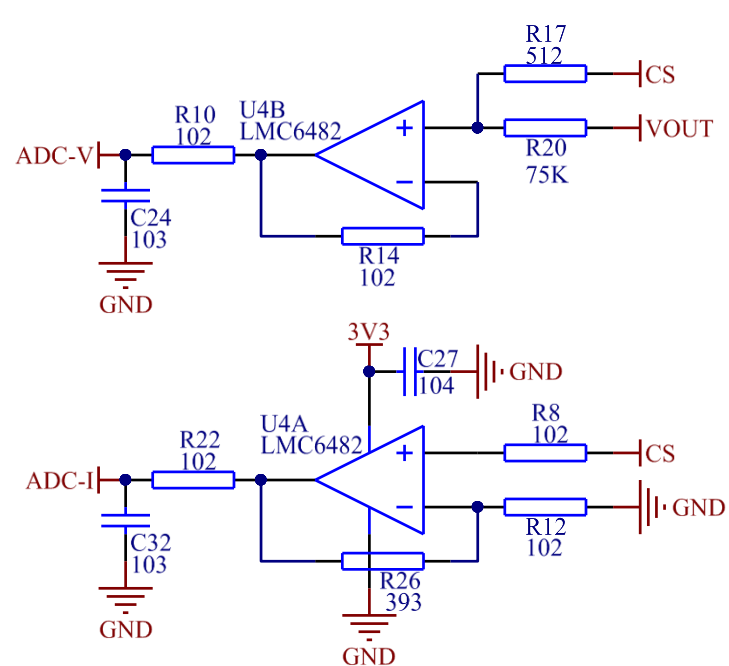
附图 1 同步整流 BUCK 主拓扑电路



附图 2 MOS 管半桥驱动电路



附图 3 辅助电源电路



附图 4 信号调理电路

