

版本	日期	说明
V1.0	2017/11/19	创建文档

1 绪论

1.1 双向 DC/DC 应用前景

随着不可再生资源的日益减少，人们对新型清洁能源的需求增加；促进了诸如太阳能发电、风力发电、微电网行业的发展，在这些行业产品中需要能量的存储释放、能量的双向流动；太阳能、风力发出的电需要升压逆变之后才能接入电网，而对于电池或者超级电容的充放电需要系统能够具备升压和降压的功能。双向同步整流 BUCK-BOOST 变换器能够很好的满足需求，相对于单纯的 BUCK 电路或 BOOST 电路，不仅能实现能量的双向流动，还能在同一方向实现升降压功能。能够实现能量双向流动功能电路拓扑有很多种，同步 BUCK 电路可以是正向降压反向升压的双向 DC-DC 变换器，同步 BOOST 电路亦是如此；双向 DC-DC 变换器一般可以通过用 MOS 管代替经典拓扑电路中整流二极管得到新的拓扑，例如双向 Cuk 电路、Sepic 电路、Zeta 电路等，本设计中采用同步 BUCK 电路和同步 BOOST 电路级联而成的同步整流 BUCK-BOOST 电路拓扑，该拓扑结构简单，易于控制。

本文档以下将详细介绍同步整流 BUCK-BOOST 数字电源软硬件设计，并附上原理图和参考代码。

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-BOOST 数字电源由 BUCK-BOOST 主电路、辅助电源、驱动电路、信号调理电路、STM32F334 主控电路以及 OLED 驱动电路构成。具体的硬件说明详见第 3 章。

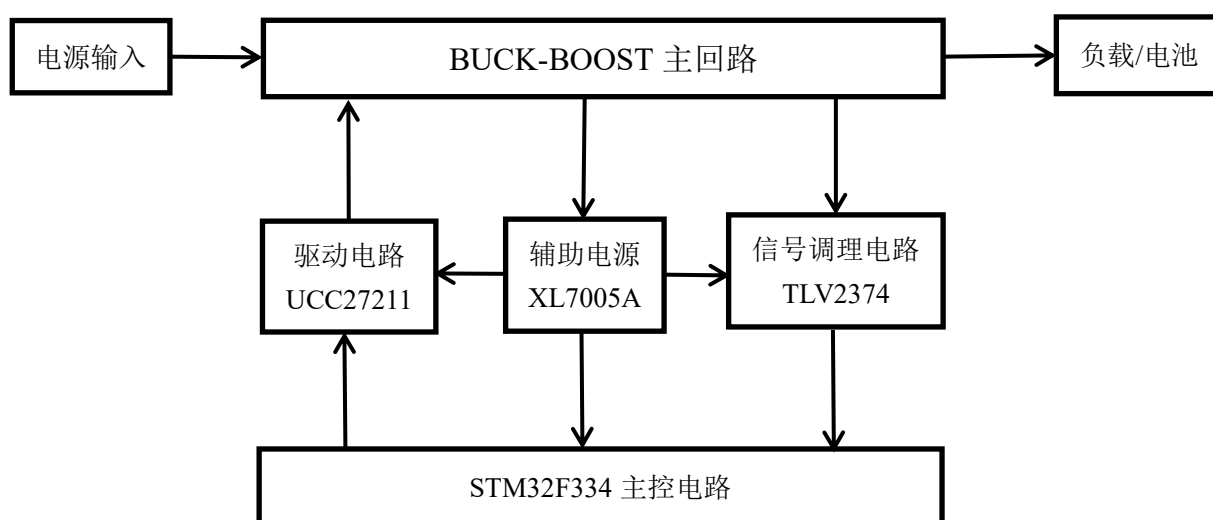


图 1 同步整流 BUCK-BOOST 数字电源方案结构框图

本设计采用 STM32F334 作为主控芯片，利用 F334 的 HRPWM 模块产生所需 PWM，通过 UCC27211 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、AMS1117-3.0 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；OLED 显示系统的工作状态、输出电压、输出电流等信息。

1.3 设计指标和功能

- 输入电压：12-48V 输出电压：0-48V
- 输出电流：额定电流 5A 最大电流：6.5A
- 额定功率：150W 最大功率：240W（加强冷风扇条件下）
- 最大效率：高达 95%
- 稳压精度：5%
- 开关频率 200KHz，高频率驱动设计，支持更小的电感电容、减小板子尺寸提高功率密度比
- 保护功能：输入欠压、过压保护；输出过压、过流保护
- 运行、故障等状态指示；

1.4 应用对象

车载电源、太阳能转换器、电池充放电系统等

2 双向同步整流 BUCK-BOOST 变换器原理

如图 2 所示，双向同步整流 BUCK-BOOST 电路拓扑是由同步 BUCK 电路和同步 BOOST 电路级联而成，相对于同步 BUCK 电路或同步 BOOST 电路，双向同步整流 BUCK-BOOST 电路在同一方向上实现了升降压功能，而不是在一个方向上只能实现升压或降压功能。同步 BUCK 电路和同步 BOOST 电路则由经典 BUCK 电路和经典 BOOST 电路演化而来，在经典的 BUCK 电路、BOOST 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-BOOST 电路的工作原理先要学习认识经典 BUCK 电路、BOOST 电路原理；在 2.1 节和 2.2 节中将讲解 BUCK 电路和 BOOST 电路的原理和参数计算。

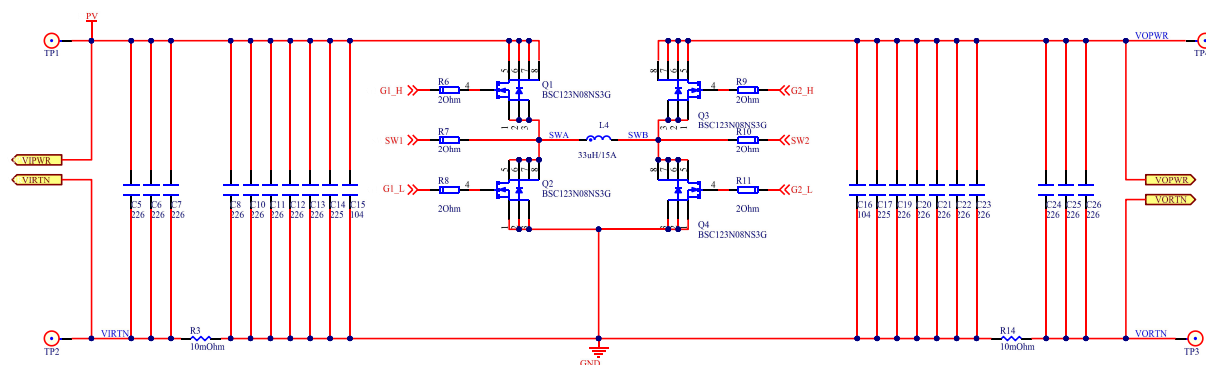


图 2 双向同步整流 BUCK-BOOST 主电路拓扑

2.1 经典 BUCK 变换器原理

工作原理：当 U_p 为高时， $Q1$ 到导通， $D1$ 反向截止；直流电 U_i 通过 $Q1$ 为电感 $L1$ 储能并为负载提供能量，这一过程中由于 $U_i > U_o$, $U_i - U_o$ 的电压加在电感上，在电感没有饱和前，电感电流线性增加，电感储能；当 U_p 为低时， $Q1$ 截止，电感电流线性减少，由楞次定律可以电感 $L1$ 上会产生一个“右正左负”的感应电动势，此时电感 $L1$ 电容 $CE2$ 释放能量通过整流二极管为负载供电，整流二极管正向导通。

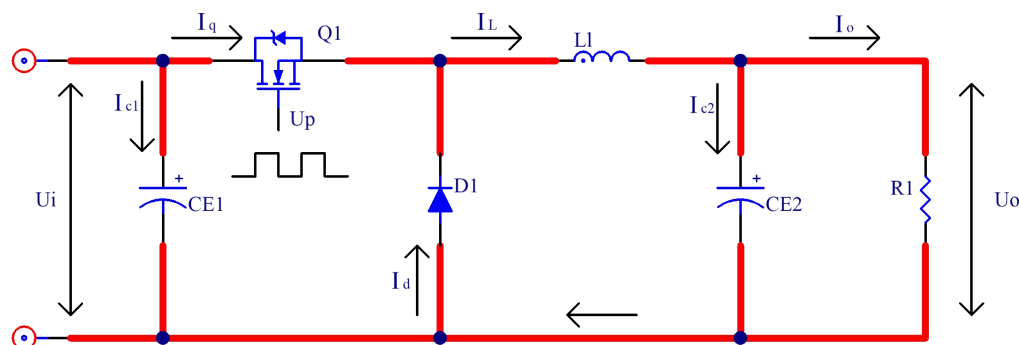


图 3 经典 BUCK 电路拓扑

波形分析：由上述分析画出如图 4 所示的先关波形， $Q1$ 导通期间电感 $L1$ 储存能量， $Q1$ 截止期间电感 $L1$ 释放能量，根据整个开关周期内电感电流是否存在零点，即上一周期储存的能量在下一周期到了之前，电感 $L1$ 储存的能量是否完成释放，电感电流减小为零，可将 BUCK 电路的工作模式分为连续工作模式和不连续工作模式，要使 BUCK 电路工作稳定需要工作在连续工作模式下，以下将着重分析连续工作模式下的波形。

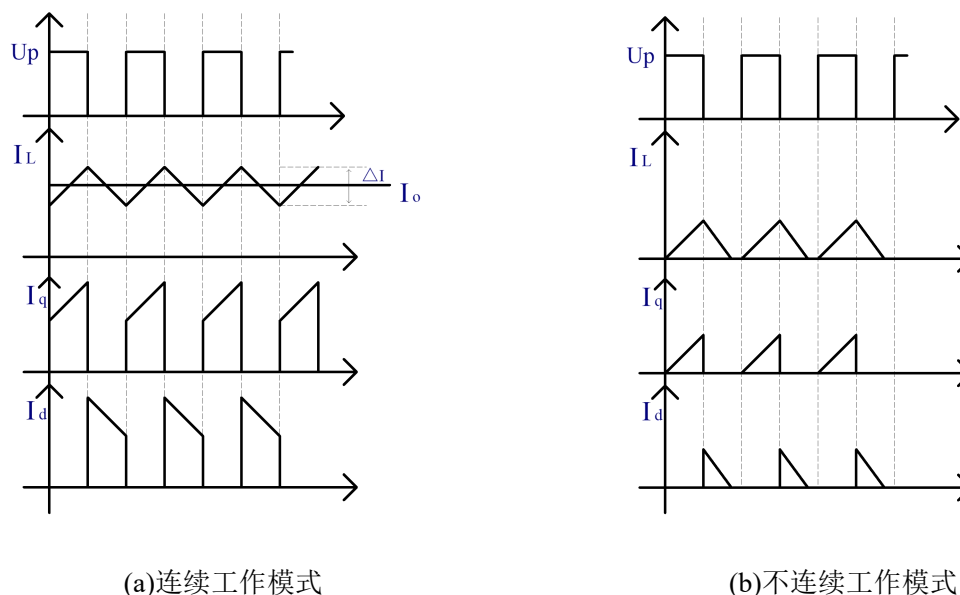


图4 BUCK 电路工作波形

上图(a)为BUCK电源连续稳定工作时的波形，可以看出在Q1在导通期间储存的能量足够在Q1关断期间释放，在Q1下一次导通之前电感电流没有下降为零，且在整个开关周期里电感电流的变化量 ΔI 的平均值就是BUCK电路输出的电流；这可以由能量守恒计算出来。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，如何选型。

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 $L = \frac{U_i - U_o}{\Delta I_{L1}} * t_{on} = \frac{U_i - U_o}{\Delta I} * \frac{D}{f}$ ，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%-20%， I_{omax} 为输出电流的最大值则，电感

计算值： $L = \frac{U_i(1-D)D}{f * K * I_{o\max}}$ ，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 $I_{o\max}$ 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 $I_{o\max}$ 是电容放电，且在电流稳定工作的情况下，电容充点电能量相等，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，将污染输入电源；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

$$\Delta U_i = ESR * \Delta I + \frac{\Delta I}{8 * C * f}。$$

2.2 经典整流 BOOST 变换器原理

工作原理：当 Q1 导通时，整流二极管 D1 反向截止；输入电压 U_i 加在电感 L1 两端，电感电流线性增加，电感储能；此时由输出电容 CE2 想负载 R1 供电；当 Q1 截止整流二极管 D1 正向导通时，电感两端的电压减小，电感电流有减小的趋势，由楞次定律可知在电感 L1 上产生一个“右正左负”

电动势，该电动势叠加在输入电压上使电压升高，经过二极管 D1 为电容 CE2 充电和为负载 R1 供电。
该过程中电感 L1 释放能量，电容 CE2 充电，电感电流线性减小。

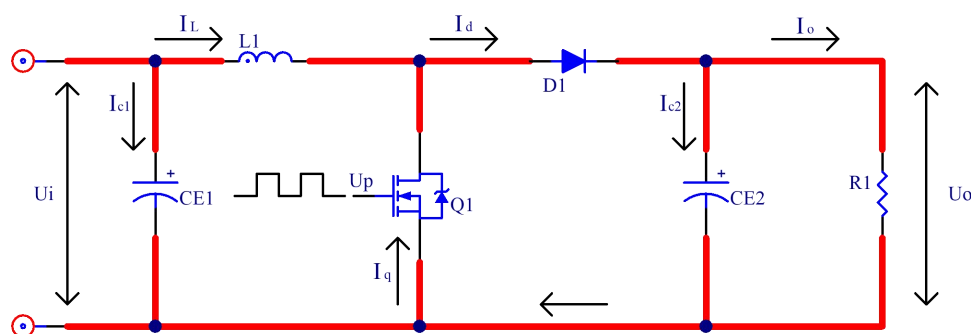


图 5 经典 BOOST 电路

波形分析：和经典 BUCK 电路相同，根据电感电流在一个开关周期内是否为零，可将 BOOST 电路的工作模式分为连续工作模式和不工作连续模式，如图 6 所示为 BOOST 电路在连续工作模式和不工作连续模式下的波形。在连续工作模式下，电感电流纹波为 ΔI ；在电感足够大的情况下，电流增加量等于电流减少量。

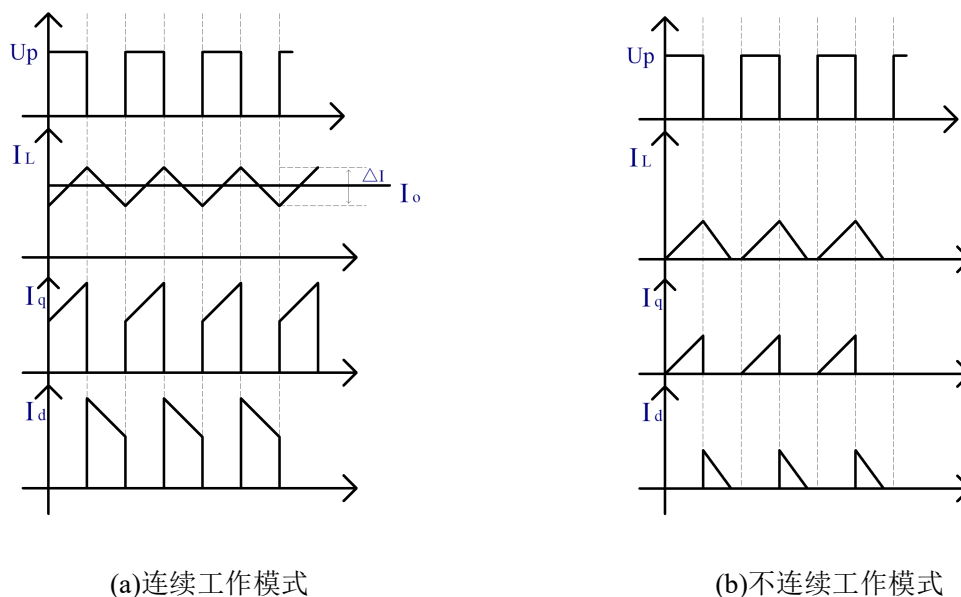


图 6 BOOST 电路工作波形

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 ，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： $\Delta I_{L1} = \frac{U_i}{L} * t_{on}$ ；Q1 关断期间电感两端电压为

$U_o - U_i$ ，电感电流线性减小，减少量为： $\Delta I_{L2} = \frac{U_o - U_i}{L} * t_{off}$ ，由以上分析 BOOST 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：

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{1}{1-D}。电感电流的变化量 \Delta I = \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}。$$

电感计算：由公式： $\Delta I_{L2} = \frac{U_o - U_i}{L} * t_{off}$ 推出 $L = \frac{U_o - U_i}{\Delta I_{L2}} * t_{off} = \frac{U_o - U_i}{\Delta I} * \frac{1-D}{f}$ ，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%-20%， I_{omax} 为输出电流的最大值则，电感计算值： $L = \frac{U_i * D}{f * K * I_{omax}} = \frac{U_o * (1-D)D}{f * K * I_{omax}}$ ，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 取最大值。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。

输入输出电容的计算方法和以上 BUCK 电路的输入输出电容计算方法相同。

2.3 双向同步整流 BUCK-BOOST 变换器控制策略

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 0.5（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 7 所示三种状态。

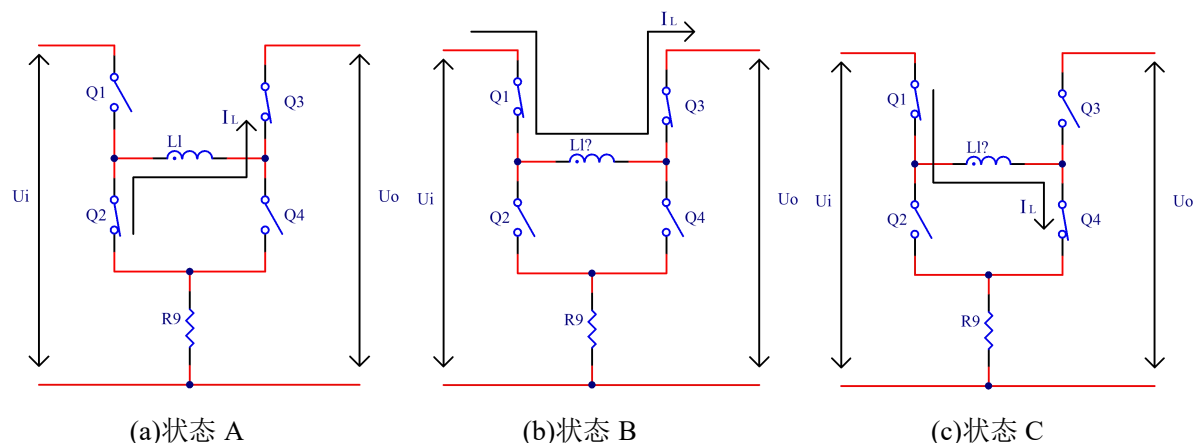


图 7 MOS 管开关状态

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 8 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。

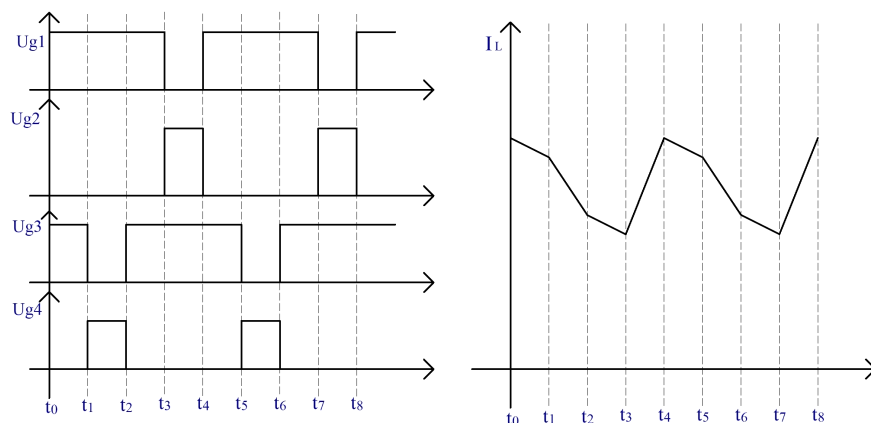


图 8 降压-升压模式下的驱动波形和电流波形

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 系统硬件设计

3.1 BUCK-BOOST 主电路设计

如图 2 所示为 BUCK-BOOST 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：
$$L = \frac{U_i * (1-D)D}{f * K * I_{o\max}} = \frac{48 * (1-0.5) * 0.5}{200000 * 0.3 * 6.5} = 30\mu H$$
，BOOST 模式下需要电感大小：

$$L = \frac{U_o * (1-D)D}{f * K * I_{o\max}} = \frac{48 * (1-0.5) * 0.5}{200000 * 0.3 * 6.5} = 30\mu H$$
，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。安装设计指标输出最大纹波电压 $\Delta U_o = 48 * 0.5\% = 0.24V$ ，由于贴片陶瓷电容的 ESR 较小，单个贴片陶瓷电容 ESR 大概 $10m\Omega$ ，采样多个贴片陶瓷电容并联 ESR 就跟小了，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： $C = \frac{\Delta I}{f * \Delta U_o * 8} = \frac{0.25 * 8}{200000 * 0.24 * 8} = 5.2\mu F$ ，输入输出电容要大于 $5.2\mu F$ ；本设计中采用 8 颗 $2.2\mu F$ 的陶瓷电容并联总容量 $17.6\mu F$ 。本设计中采用英飞凌型号为 BSC060N10NS3G 的 MOS 管，耐压达 100V，最大可持续通过 90A 电流，最小导通电阻 $6m\Omega$ ；而本设计中最高电压为 48V 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 9 所示，MOS 管驱动器采用 TI 具有独立的高侧和低侧驱动的半桥驱动芯片 UCC27211，该芯片内部集成自举二极管，外部需要连接自举电容，采用自举升压的方式驱动高侧 MOS 管；自举电容选取 $0.47\mu F$ ，芯片驱动电流峰值高达 4A，最大引导电压直流 120V；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 管驱动电阻采用 2Ω ，芯片内部不带有死区功能，为防止上下桥臂同时导通，需要在软件上实现死区功能。

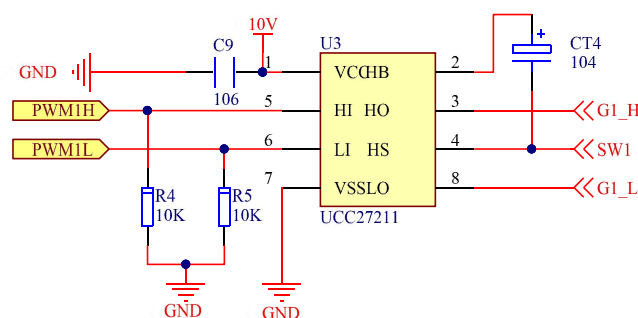


图 9 MOS 管驱动电路

3.3 辅助电源设计

如图 10 所示，辅助电源通过二极管隔离从 BUCK-BOOST 电路的输入端和输出端取电，经过 XL7005A 变换产生直流 12V，在通过 AMS1117-3.3 变换产生 3.3V、A3.3V 两路电源；直流 12V 为驱动芯片供电以驱动 MOS 工作；直流 3.3V、A3.3V 为 STM32F334 和运放供电。

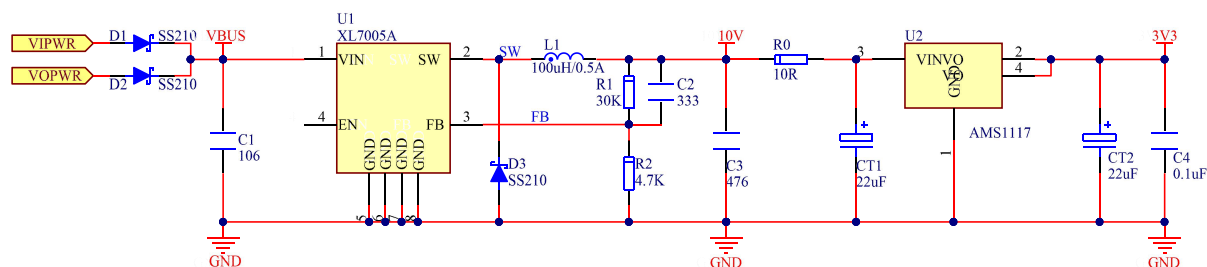


图 10 辅助电源

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 TLV2374 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 F334 内部运放按比例缩小在送到 ADC 进行采样的，具体电路如图 15 所示。输出电压检测电路如图 11 所示。

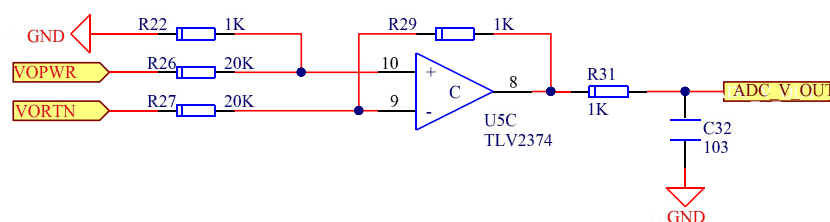


图 11 输出电压检测电路

➤ 输出电流检测

➤ 输出电流检测电路通过运放 TLV2374 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；由于本设计中电流双向流动有正有负，MCU 不能采样负电压，所以需要有一个基准电压将放大后的负电压抬升至正电压供 MCU 采样；基准电压用 3.3V 通过 1:1 电阻分压产生 1.65V，经 TLV2374 组成的电压跟随器输出 1.65V 供电路使用。输出电流检测电路如图 12 所示。

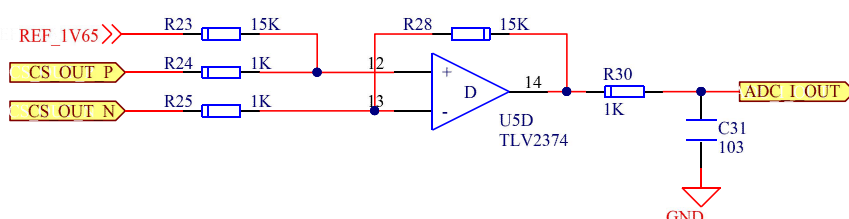


图 12 输出电流检测电路

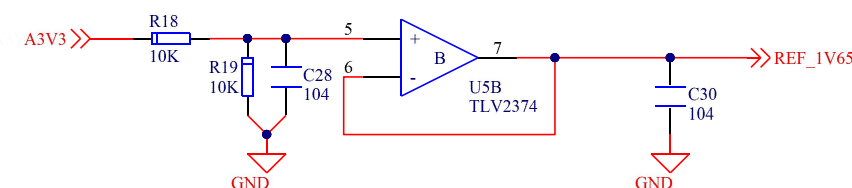


图 13 1.65V 基准

4 系统软件设计

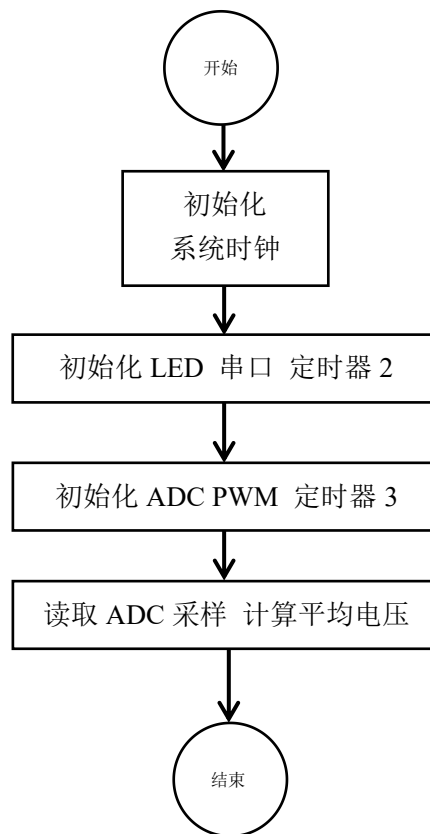


图 15 主流程图

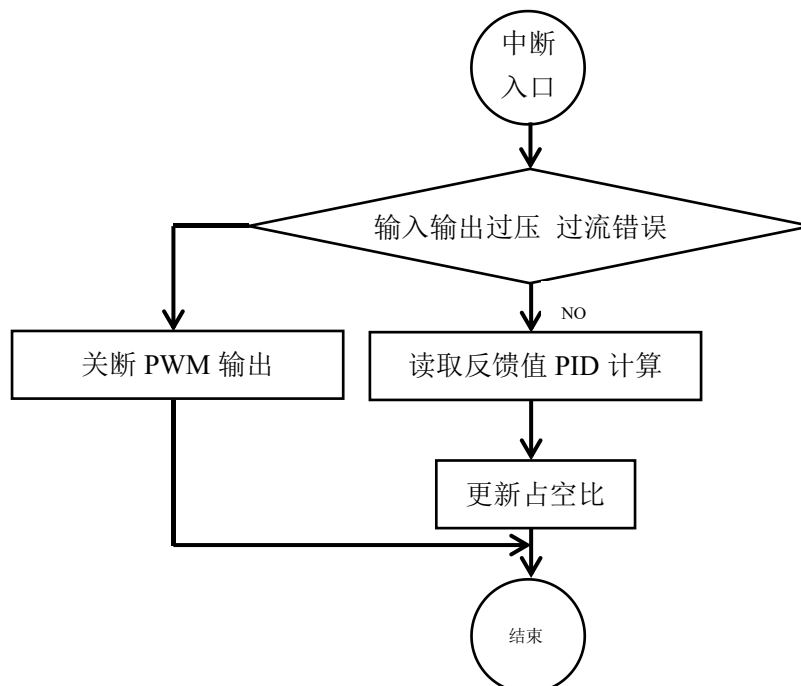


图 16 占空比计算流程图

本设计中采用电压控制模式，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。图15和图16是软件流程图，在定时器3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算法代码：

```
typedef struct _PID{
pid_float32 SetPoint; //输入：给定值
pid_float32 Feedback; //输入：反馈值
pid_float64 T; //采样时间
pid_float64 Kp; //比例常数
pid_float64 Ti; //积分时间
pid_float64 Td; //微分时间
pid_float32 a0; //系数1:  $a0 = Kp(1 + T/Ti + Td/T)$ 
pid_float32 a1; //系数2:  $a1 = Kp(1 + 2Td/T)$ 
pid_float32 a2; //系数3:  $a2 = Kp*Td/T$ 
pid_float32 Ek; //当前误差
pid_float32 Ek_1; //前一次误差
pid_float32 Ek_2; //第二次误差
pid_float32 Output; //输出值
pid_float32 Last_Output; //上一次输出值
pid_float32 Increment; //增量值
pid_float32 OutMax; //输出限制最大值
pid_float32 OutMin; //输出限制最小值
} PID_TypeDef;
```

PID的数据初始化程序：

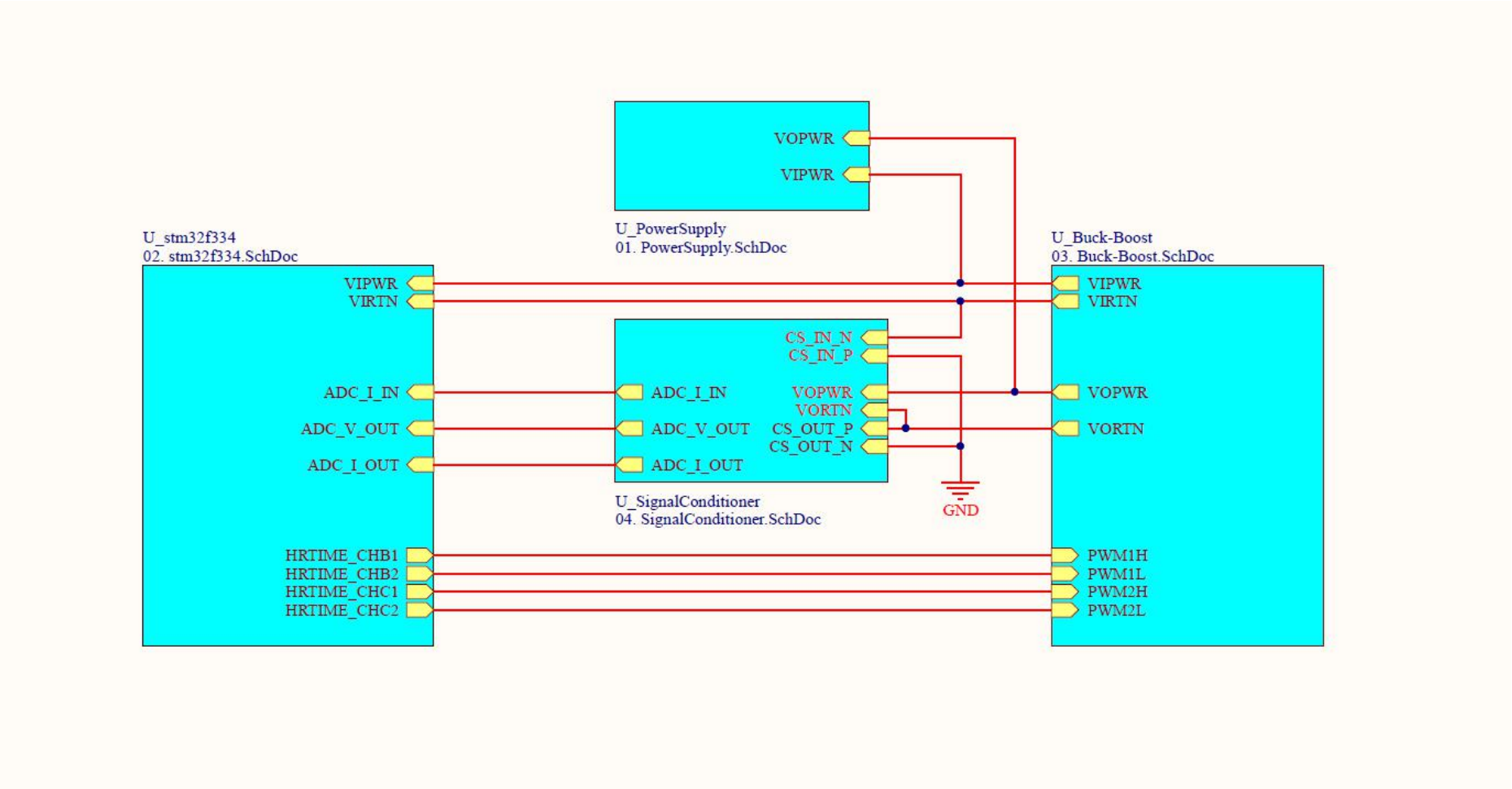
```
void PID_init ( PID_TypeDef *p)
{
p->a0 = p->Kp*(1 + 1.0*p->T/p->Ti + 1.0*p->Td/p->T);
p->a1 = p->Kp*(1 + 2.0*p->Td/p->T);
p->a2 = 1.0*p->Kp*p->Td/p->T;
}
```

增量式PID算法：

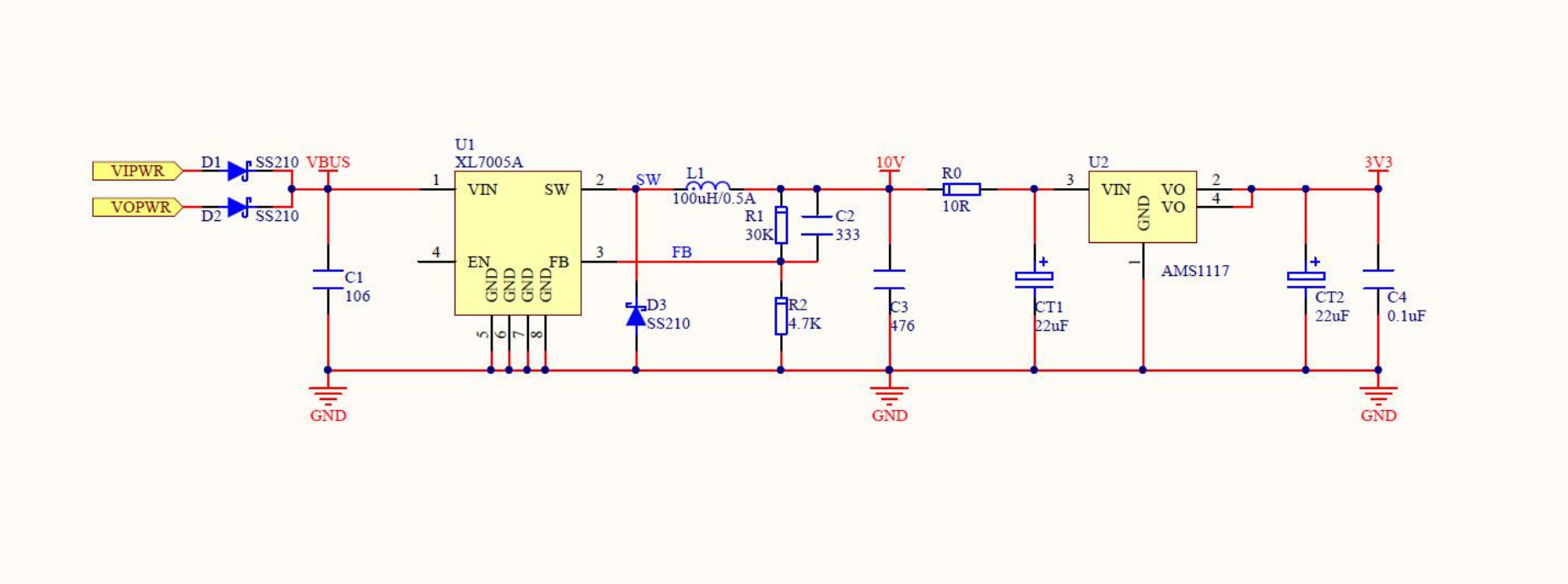
```
pid_float32 PID_Calc( PID_TypeDef *p, pid_float32 feedback, pid_float32 ref)
{
p->Ek = ref - feedback; //误差计算
p->Increment = ( p->a0*p->Ek - p->a1*p->Ek_1 + p->a2*p->Ek_2 );
//PID计算
p->Output = p->Last_Output + p->Increment;
if(p->Output > p->OutMax)p->Output = p->OutMax;
if(p->Output < p->OutMin)p->Output = p->OutMin;
p->Ek_2 = p->Ek_1;
```

```
p->Ek_1 = p->Ek;  
p->Last_Output = p->Output;  
return p->Output;  
}
```

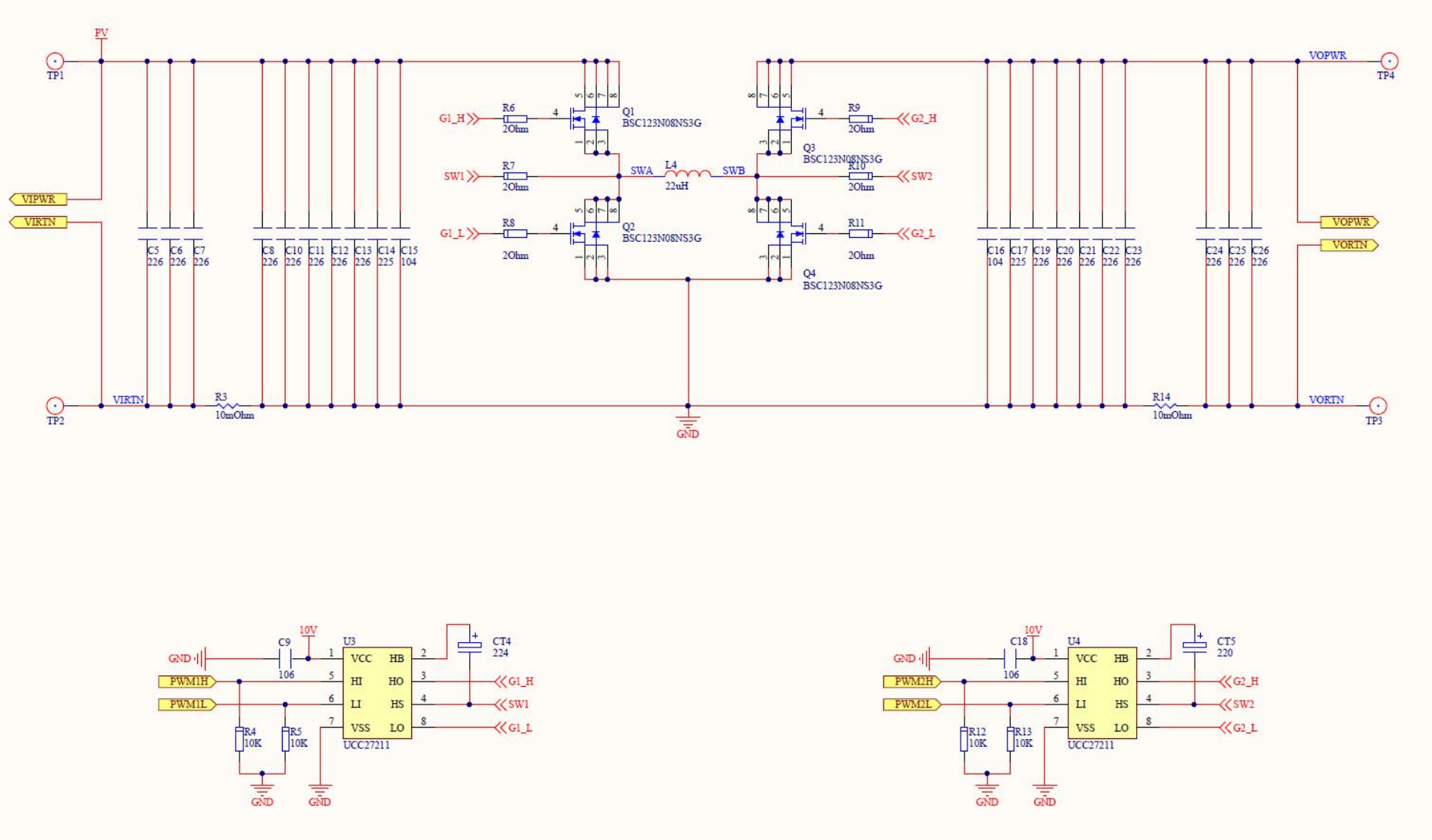
附录 1：同步整流 BUCK-BOOST 电路原理图



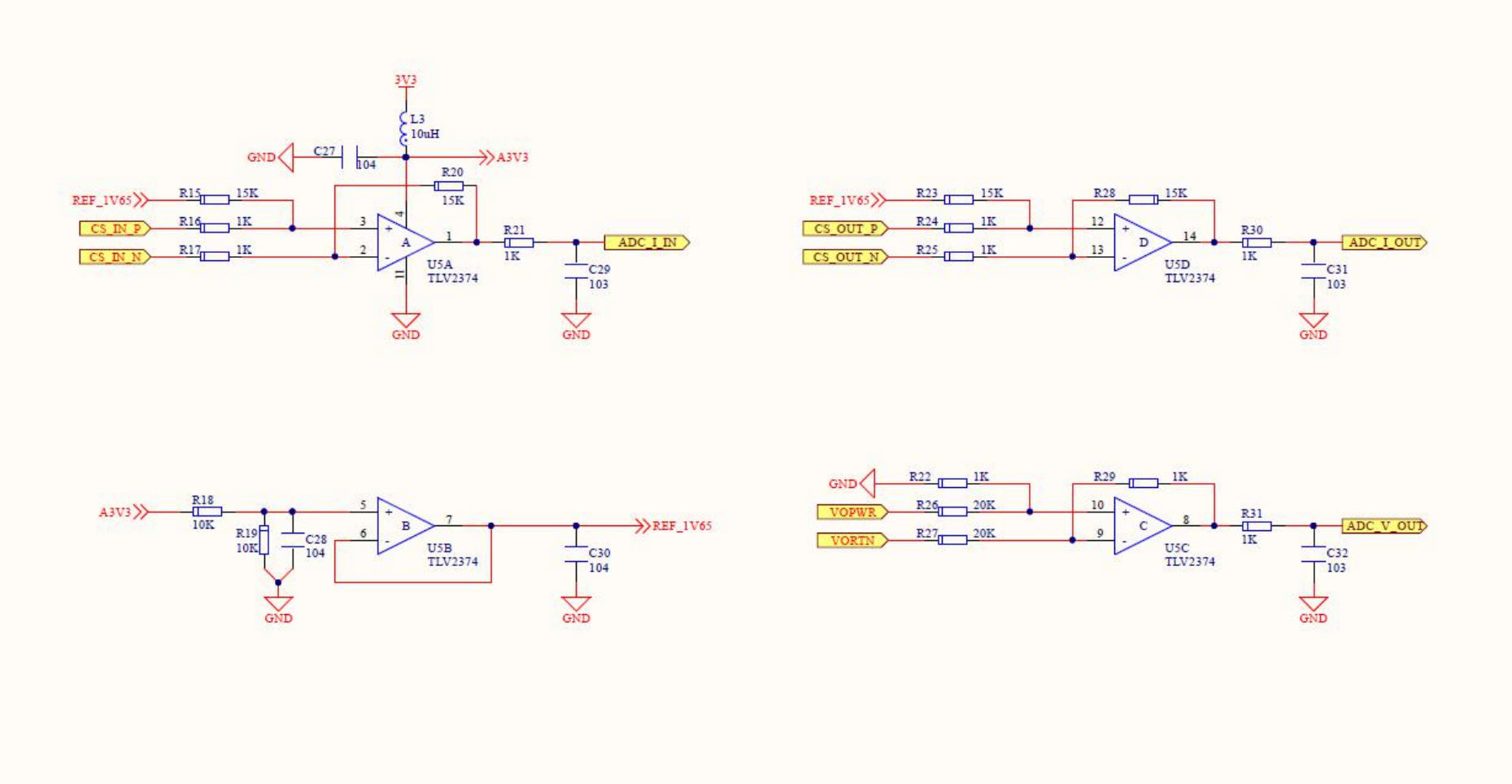
附图 1 总图



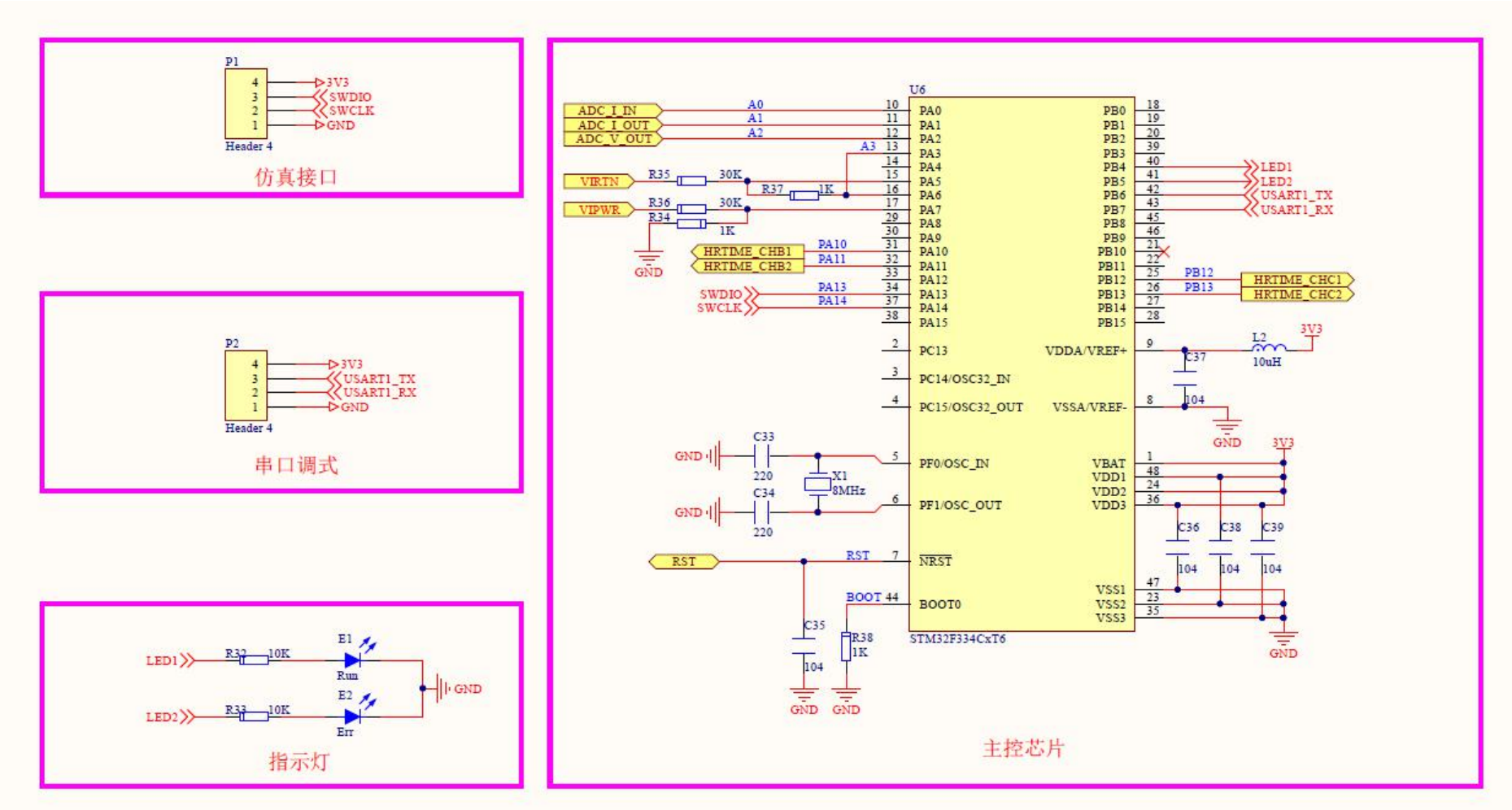
附图 2 辅助电源



附图 2 BUCK-BOOST 主回路及驱动电路



附图 4 信号调理



附图 5 控制电路