

CBB02405D 数字控制 双向 BUCK-BOOST 变换器硬件设计报告

Date:2021-04-10

Rev1.0

淘宝：文七电源

地址：<https://shop274134110.taobao.com>

1 BUCK-BOOST 工作原理分析

1.1 双向 BUCK-BOOST 拓扑简介

双向 BUCK-BOOST 电路拓扑是由同步 BUCK 电路和同步 BOOST 电路级联而成。传统的 BUCK 电路和 BOOST 电路中由二极管续流，但在低压大电流场合，由于二极管上存在导通压降，会引起较大的导通损耗。利用 MOS 管代替传统的 BUCK 电路和 BOOST 电路中的续流二极管，由于 MOS 管开通时的管压降相对较低，能够显著降低电路中半导体的导通损耗，这种方式称为同步整流。

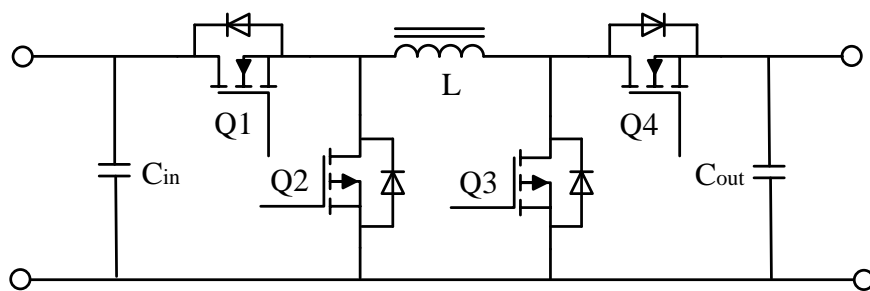


图 1.1 双向 BUCK-BOOST 电路

即如上图 1.1 所示，双向同步整流 BUCK-BOOST 电路是由同步 BUCK 电路和同步 BOOST 电路构成，其中 MOS 管 Q1, Q2 和电感 L 构成同步 BUCK 降压变换器电路，MOS 管 Q3, Q4 和电感 L 构成同步 BOOST 升压变换器电路。

由于同步整流 BUCK-BOOST 拓扑左右完全对称，即 MOS 管 Q3, Q4 和电感 L 也可以构成同步 BUCK 降压变换器电路，MOS 管 Q1, Q2 和电感 L 也可以构成同步 BOOST 升压变换器电路。因此同步整流 BUCK-BOOST 电路在任何一方向上均可以实现升降压功能，即电路能量可以双向流动。

以左侧为输入，右侧为输出为例子，分析电路工作原理。当 Q4 常闭，Q3 常开，Q1 与 Q2 以特定占空比互补导通，则电路工作于 BUCK 模式，如图 1.2 所示；当 Q1 常闭，Q2 常开，Q3 和 Q4 以特定占空比互补导通，则电路工作于 BOOST 模式，如图 1.3 所示；当 Q1 和 Q2, Q3 和 Q4 均特定占空比互补导通，则电路工作于 BUCK-BOOST 模式（MIX 混合模式），如图 1.1 所示。

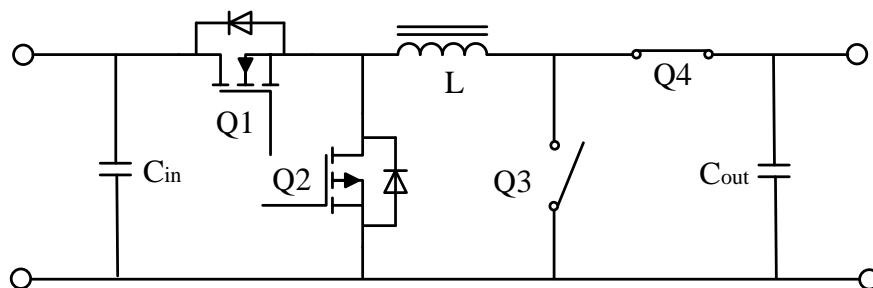


图 1.2 BUCK 模式

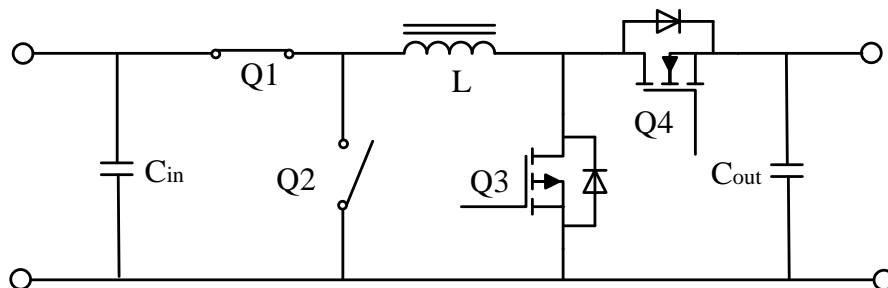


图 1.3 BOOST 模式

1.2 BUCK 工作模式

当输出电压显著小于输入电压时，电路工作在降压区（BUCK 模式），此时 Q1 和 Q2 以特定占空比互补导通，Q4 常闭合 Q3 常开，电路等效于同步 BUCK 电路。在实际应用中，Q1 与 Q4 的为上管，通常采用自举升压的驱动方式，即对于 Q4 而言，在一个开关周期内，Q3 需要有特定的导通时间，否则当 Q4 的自举电容能量损耗完时，Q4 将截止。即该应用场合，可以使得 Q3 以很小得占空比导通，即 Q4 以接近满占空比导通。

当 Q1 开通 Q2 关断时，其等效电路如图 1.4 所示，输入 V_{in} 通过 Q1 为电感 L1 储能并为负载供电，电感两端的电压为 $V_{in}-V_{out}$ ，电感电流线增加，电感储能，输出电容储能。

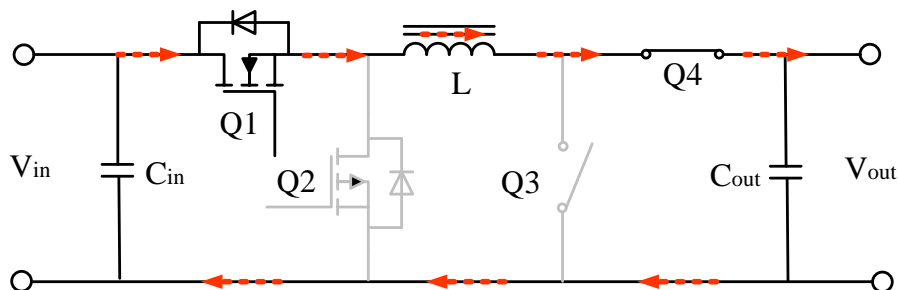


图 1.4 BUCK 模式电感储能阶段

此时，输入输出电压，电感电流的关系为：

$$V_{in} - V_{out} = L \frac{di_L}{dt}$$

当 Q1 关断 Q2 开通时，其等效电路如图 1.5，所示由于电感电流不能突变，电感电流方向不变，通过 Q2 进行续流，电感两端的电压为 $-V_{out}$ ，电感电流线性减少，电感放能。

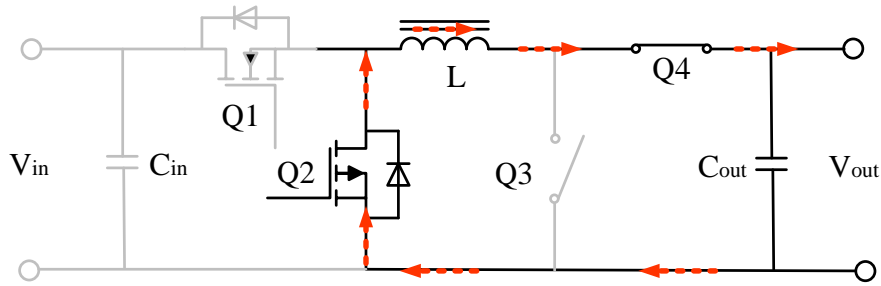


图 1.5 BUCK 模式电感放能阶段

此时，输出电压与电感的关系为：

$$-V_{out} = L \frac{di_L}{dt}$$

Q1 和 Q2 驱动和电感电流波形如图 1.6 所示。

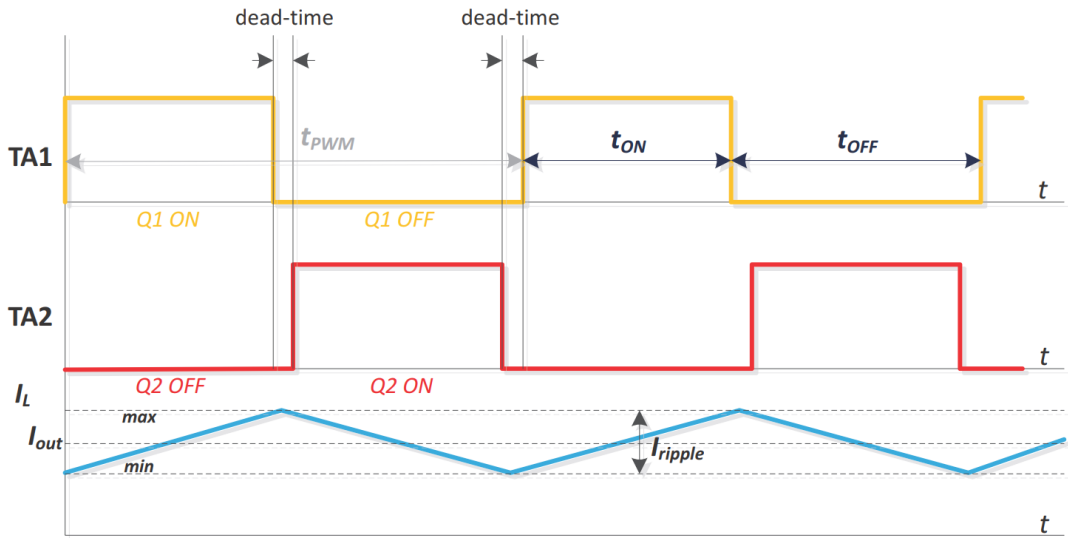


图 1.6 BUCK 模式工作波形

在一个开关周期内，Q1 导通的时间为 t_{on} ，Q2 导通的时间为 t_{off} ，PWM 的开关周期时间为 T_{PWM} ，定义占空比为 D ，则：

$$t_{ON} + t_{OFF} = T_{PWM}$$

$$D = \frac{t_{ON}}{T_{PWM}}$$

$$t_{OFF} = (1 - D) \times T_{PWM}$$

根据电感能量在一个开关周期内平衡定理：

$$D \times (V_{in} - V_{out}) + (1 - D) \times (-V_{out}) = 0$$

则可计算工作于 BUCK 模式下输入输出电压和占空比得关系：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D$$

1.3 BOOST 工作模式

当输出电压显著大于输入电压时，电路工作在升压区（BOOST 模式），此时 Q3 和 Q4 以特定占空比互补导通，Q1 常闭合 Q2 常开，电路等效于同步 BOOST 电路。

当 Q3 开通 Q4 关断时，其等效电路如图 1.7 所示，输入 V_{in} 通过 Q3 为电感 L 储能并为负载供电，电感两端的电压为 V_{in} ，电感电流线性增加，电感储能，输出电容为负载供电。

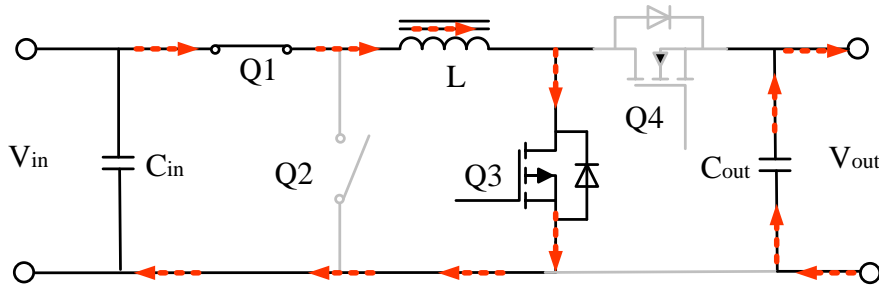


图 1.7 BOOST 模式电感储能阶段

此时：

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt}$$

当 Q3 关断 Q4 开通时，其等效电路如图 1.8 所示，电感两端得电压为 $V_{in} - V_{out}$ ，电感电流线性减少，电感放能，同时电感中得能不补充输出电容再上一阶段损失的能量。

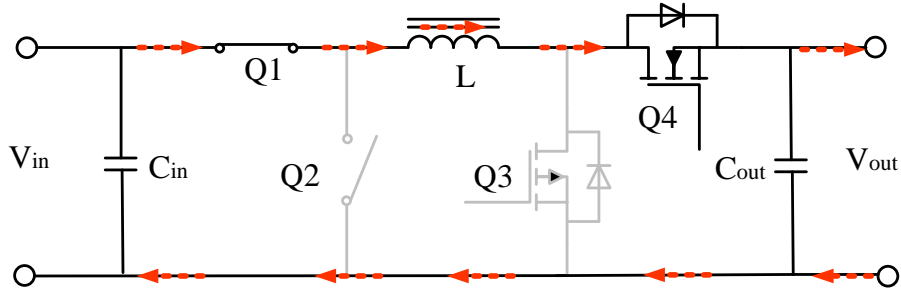


图 1.8 BOOST 模式电感放能阶段

Q3 和 Q4 驱动和电感电流波形如图 1.9 所示。

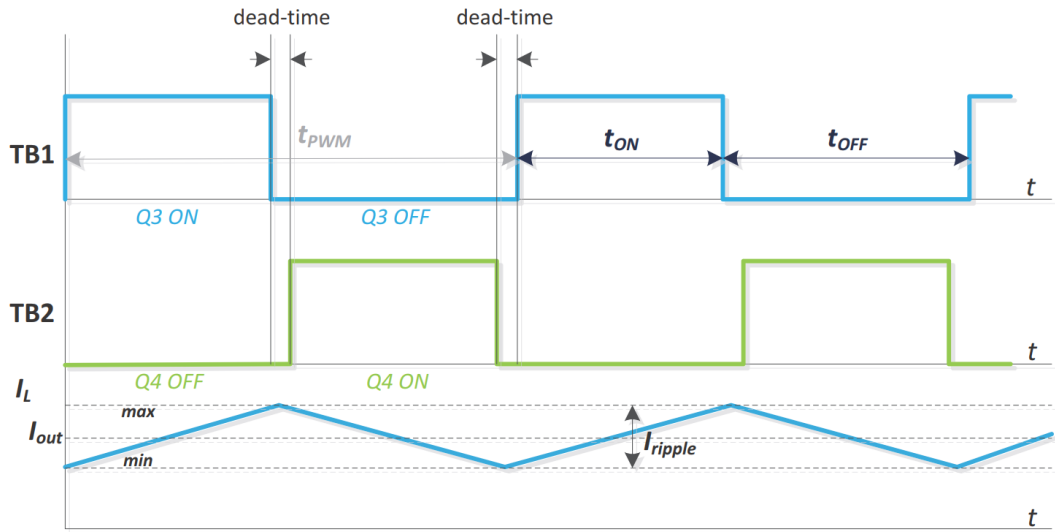


图 1.9 BOOST 模式工作波形

在一个开关周期内，Q1 导通的时间为 t_{on} ，Q2 导通的时间为 t_{off} ，PWM 的开关周期时间为 T_{PWM} ，定义占空比为 D ，则：

$$t_{ON} + t_{OFF} = T_{PWM}$$

$$D = \frac{t_{ON}}{T_{PWM}}$$

$$t_{OFF} = (1 - D) \times T_{PWM}$$

根据电感能量在一个开关周期内平衡定理：

$$D \times V_{in} + (1 - D) \times (V_{in} - V_{out}) = 0$$

则可计算工作于 BOOST 模式下输入输出电压和占空比得关系：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$$

1.4 BUCK-BOOST 模式（MIX 模式）

当输出电压和输入电压接近时，工作于 BUCK 模式和工作于 BOOST 模式均不能满足输出电压的要求。这时需要 BUCK 和 BOOST 电路同时工作，即在一个开关周期内，Q1 和 Q2 以特定占空比互补导通，Q3 与 Q4 以特定占空比互补导通。

定义 BUCK 电路的占空比为 D_1 ，BOOST 电路的占空比为 D_2 ，BUCK 电路输出的电压为 V_0 ，即 BOOST 电路的输入电压为 V_0 ，其等效电路如下图 1.10 所示。

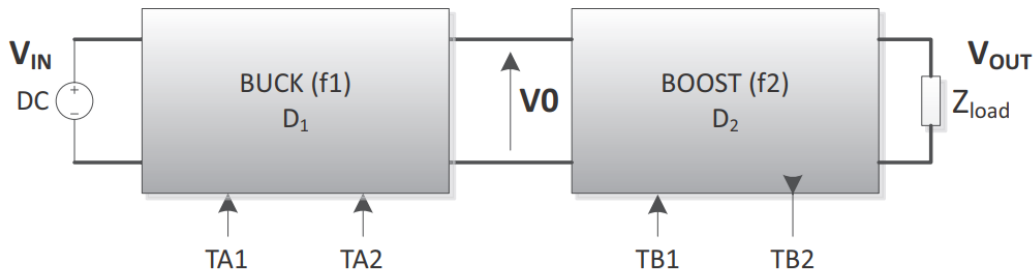


图 1.10 BUCK-BOOST 等效电路

对于 BUCK 电路输出：

$$V_0 = f_1(D_1) \times V_{in}$$

对于 BOOST 电路输出：

$$V_{out} = f_2(D_2) \times V_0$$

则：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = f(D_1, D_2) = f_1(D_1) \times f_2(D_2)$$

即简化可得：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D_1 \times \frac{1}{1 - D_2} = \frac{D_1}{1 - D_2}$$

由上述公式可知，BUCK-BOOST 工作与 MIX 模式下时，输出电压同时受 BUCK 电路占空比 D_1 和 BOOST 电路占空比 D_2 影响。

由于工作与 BUCK-BOOST 模式下的输出电压和输入电压很接近，可设置 BUCK 的占空比为固定占空比 0.8，调节 BOOST 的占空比，即可调整输出电压。结合上述分析的 BUCK 工作模式和 BOOST 工作模式，工作于该模式下的电流波形和占空比如下图 1.11 所示。

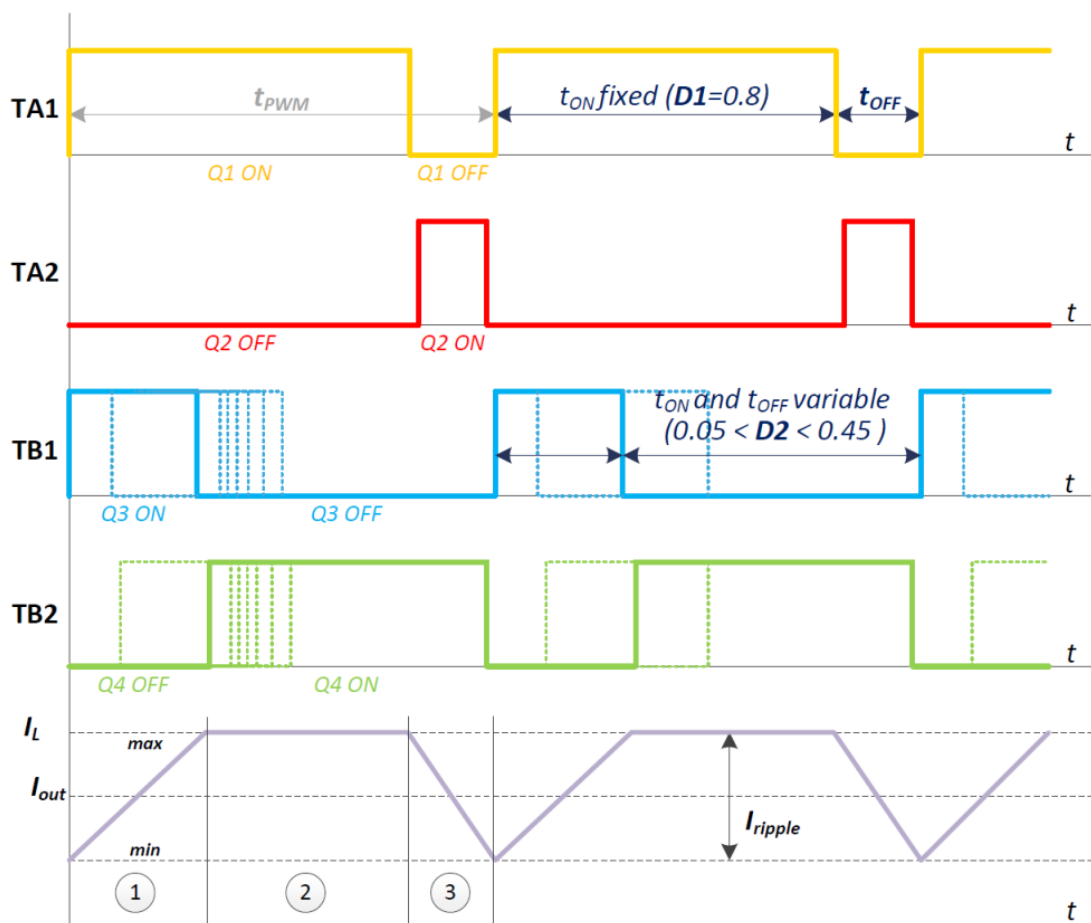


图 1.11 MIX 模式电路图

综合上述三种工作模式，分别检测输入电压和输出电压幅值，当输出电压小于 0.8 倍的输入电压时，可使电路工作于 BUCK 模式；当电输出电压大于 1.2 倍的输入电压时，可使电路工作于 BOOST 模式；当输出电压在 0.8 倍和 1.2 倍输入电压范围内时，可使电路工作于 MIX 模式。

2 CBB024D 硬件设计

2.1 开发板规格

设计的开发板规格如下表所示：

CBB024D 规格		
项目		参数指标
拓扑	拓扑结构	四开关 BUCK-BOOST 拓扑
输入输出特性	输入电压范围	12Vdc~48Vdc
	输出最大功率	200W
	额定输出电压/电流	24Vdc/5A
	输出电压范围	5Vdc~48Vdc
	输出电流范围	0~5A
	输出限流值	5A
	输出电压纹波	峰峰值≤200mV
其他规格	尺寸	10cm*9cm*2cm
	开关频率	200kHz
	调压调流方式	滑动变阻器调节
	通信	预留 UART 通信端口
	烧录口	SWD 仿真烧录接口

2.2 系统架构

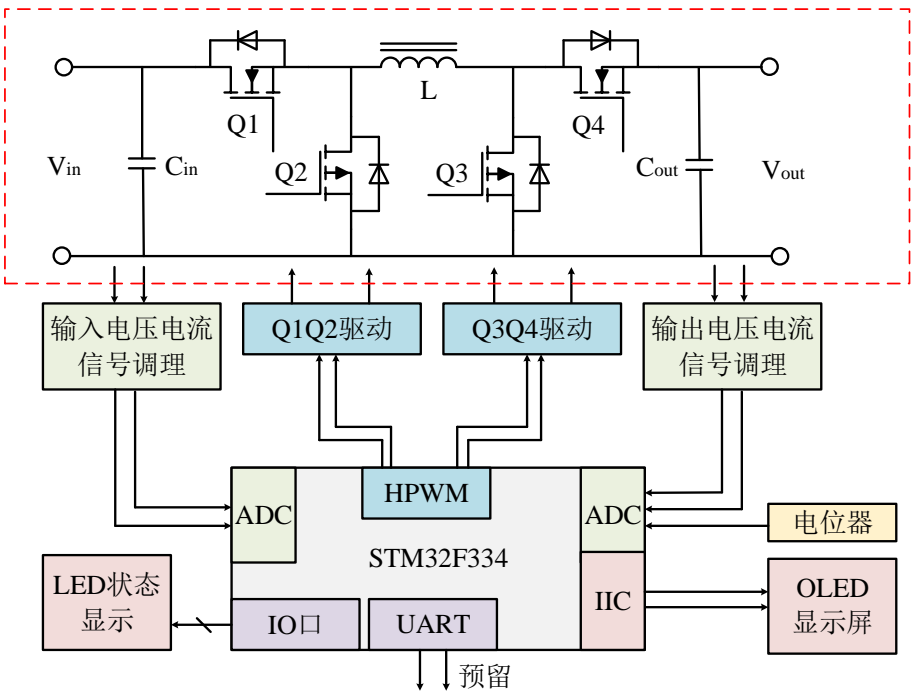


图 2.1 系统架构图

上图为 CBB024D 双向同步 BUCK-BOOST 电源整体硬件框架图，包含双向同步 BUCK-BOOST 主功率电路，MOS 驱动电路，输入输出电压电流信号调理电路，辅助电源电路，STM32F334 控制电路以及周边电路等。

双向同步 BUCK-BOOST 主功率电路：实现输入与输出之间的能量变换。

驱动电路：将来自于主控制器的驱动信号放大，用以驱动 MOS 运行。

信号调理电路：将输入输出电压电流信号变换成控制器能够读取的信号。

辅助电源电路：产生 10V 驱动电源，给驱动电路供电；产生 5V 电源，给信号调理电路与显示电路供电；产生 3.3V 电源，给控制器及外围电路供电。

STM32F334 控制电路：实现系统输入输出信号采集，参考信号采集，输出状态汇报，BUCK-BOOST 电路 MOS 控制等功能。

OLED 显示屏：用以显示电源工作状态和输入输出参数信息。

LED 状态灯：用以指示电源工作状态。

电位器：用以设定输出参考量（目标量）。

2.3 电感计算

双向同步 BUCK-BOOST 电源输入输出电源中电感的计算基于 BUCK 工作模式和 BOOST 工作模式推导，并取两者中较大值。

当电源工作于 BUCK 模式下，输入最大输出最小，计算最小占空比：

$$D_{min} := \frac{V_{out_min}}{V_{in_max}} = 10.417\%$$

定义电感电流波动量(25%的最大额定电流脉动)：

$$\Delta I_L := 25\% \cdot I_{out_nom} = 1.25A$$

计算最小需要的 BUCK 电感：

$$L_{minBuck} := \frac{V_{out_min}}{(\Delta I_L \cdot f_{switch})} \cdot (1 - D_{min}) = 17.917 \mu H$$

当电源工作于 BOOST 模式下，以输入额定电压为计算点，计算占空比：

$$D_{Bo} := 1 - \frac{V_{in_nom}}{V_{out_max}} = 50\%$$

Boost 模式下，取 1A（ I_{minb} ）时 Boost 进入连续模式计算电感：

$$L_{minBoost} := \frac{V_{out_max} \cdot D_{Bo} (1 - D_{Bo})^2}{2 \cdot I_{minb} \cdot f_{switch}} = 15 \mu H$$

按照公式计算结果，是保证纹波电流能满足前面设定值的最小电感值，所以

选择电感量高于该计算结果的电感就可以。此外，还要考虑电感的饱和电流要大于峰值电流，由于计算没有考虑效率，所以占空比和峰值电流要比实际值小，因此在选择时要留有一定的裕量，去 BUCK-BOOST 电路的电感为 22uH。

2.4 电容计算

为了获得较好的输出电压纹波，取设计的电压纹波为 50mV。

$$\Delta V_{out} := 0.05V$$

分别计算工作于 BUCK 模式下和 BOOST 模式下所需要最小电容量 $C_{minBuck}$ 和 $C_{minBoost}$ ：

$$C_{minBuck} := \frac{V_{out_min} \cdot \left(1 - \frac{V_{out_min}}{V_{in_max}}\right)}{8 \cdot L_{BB} \cdot \Delta V_{out} \cdot f_{switch}^2} = 12.725 \cdot \mu F$$

$$C_{minBoost} := \frac{I_{out_nom} \cdot \left(1 - \frac{V_{in_min}}{V_{out_max}}\right)}{\Delta V_{out} \cdot f_{switch}} = 375 \cdot \mu F$$

设计留有一定余量，选两颗 220uF 的电容作为总输出电容。

2.5 MOS 选型计算

在额定输入输出电压范围内，计算输入 MOS 电流的有效值为：

$$i_{mos_rms} := 3.579A$$

具体推导计算过程请参考 Mathcad 计算文档《CBB024D 硬件计算》

Mos 选型的额定电流值需按流过 MOS 最大电流的 2 倍余量以上（防止短路或故障下电流过大冲击损坏）。

$$i_{mos_rms} \cdot 2 = 7.158A$$

MOS 选型的额定耐压值需大于最大电压输入时的耐压值 1.5 倍余量（防止尖峰击穿）

$$V_{in_max} \cdot 1.5 = 72V$$

根据上述计算，正常应用可以选取额定电流大于 10A，且耐压值 100V 的 MOS，下管 MOS 选型和上管一样，

考虑到自然冷的情况，为尽量降低导通损耗和开关损耗，应用时选择导通内

阻尽量小,且 C_{oss} 电容较小的 MOS。本应用选择的 MOS 信号为 BSC070N10NS3G, 具有 100V 的耐击穿电压能力, 具有较低的导通内阻为 $7m\Omega$, 同时输出电容 C_{oss} 典型值为 520pF, 反向恢复电荷 Q_{rr} 为 112nC。较低的导通内阻保证了 MOS 导通时较低的导通损耗, 较低的 C_{oss} 与 Q_{rr} 保证了开通关掉时较低的开关损耗。

3.1 主功率电路

主功率电路整体上左右对称结构，输入输出设有两个 220UF/63V 的高频铝电解电容，同时，两个小的贴片陶瓷电容 10UF/50V，用以滤除端口处的高频噪声。D1 和 D2 为端口处的反并二极管，防止输入或输出端电源反接。R3 与 R4 为输入输出端口的假负载，掉电时能快速消耗电路中残余能量。R7 与 R8 为高精度 1mΩ 电流采样电阻，后级接差分采样电路放大输入输出电流信号。

3.2 驱动电路

本设计选用两颗自带 Boost-Strap 功能的驱动 IC SI8233BD-D-IS 用以驱动 BUCK 电路和 BOOST 电路的同步 MOS。SI8233BD-D-IS 为隔离型互补双通道驱动 IC，其原副边隔离设计大大降低功率级电路对控制级电路的干扰程度；4A 的输出驱动电流能力保证 MOS 能够快速导通；同时芯片的 DT 管脚具备输入信号死区设置功能，保障输出驱动信号不会直通，增加系统可靠性。器具体电路如图 3.2 所示。

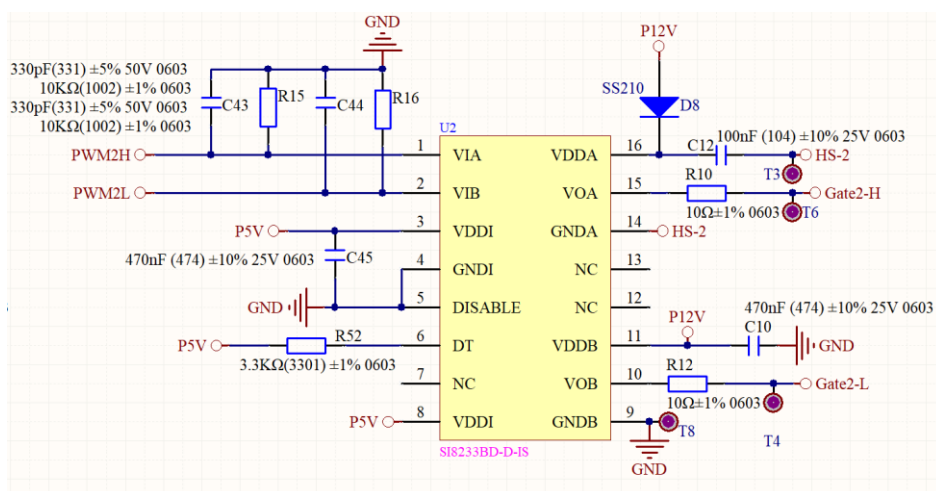


图 3.2 驱动电路

以 BOOST 电路驱动为例，PWM2L 与 PWM2H 来自控制器的 PWM 信号，送入 SI8233BD-D-IS 驱动芯片的 VIA 和 VIB 管脚，驱动原边增加较小截止频率的 RC 滤波，能有效抑制干扰信号对驱动电平的影响；DISABLE 管脚永久接地，芯片自上电后使能工作，DT 上拉 3.3kΩ 电阻至 5V，带有内嵌死区注入，保证输出上下管驱动不直通。VOB 和 GNDB 为下管驱动信号，驱动电阻为 10Ω，VOA 和 GNDA 为上管驱动信号，驱动电阻为 10Ω，D8 为上管驱动电路自举二极管，C12 为自举电容。

3.3 辅助电源设计

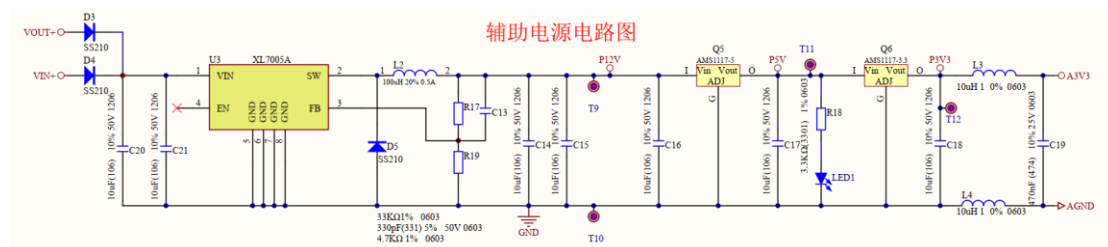


图 3.3 辅助电源电路

上图 3.3 为 CBB024D 电源板辅助电源供电电路图。为保证 CBB024D 能否实现双向运行，即辅助供电必须具备从电源板输入输出两侧取电功能。如上图所示，辅助电源供电通过 D3 和 D4 二极管分别连接至电源板的输入端，两者竞争关系对辅助电源供电。

选用内含 MOS 的 BUCK 型控制芯片 XL7005A 设计第一级 10V 输出的辅助电源电路。按照芯片手册，选取辅助电源 BUCK 电路的电感 100uH 和续流二极管 SS210。C20 与 C21 为输入滤波电容；R17 和 R19 分压后保证输出电压在 10V 时，芯片 FB 管脚上的基准电压为 1.25V。C14 和 C15 为第一级 10V 输出辅助电源的滤波电容。

10V 经稳压芯片 AMS1117-5 转换成第二级辅助电源电压 5V 直流电，供信号调理电路，驱动电路，显示电路等功能电路使用。

5V 直流电经稳压芯片 AMS1117-3.3 转换成第三级辅助电源电压 3.3V 直流电，供控制器使用；3.3V 直流电经 C18, C19, L3, L4 构成的 CLC 滤波电路后更稳定，供控制器模拟端口使用（提高控制器采样准确性）。

3.4 信号调理电路

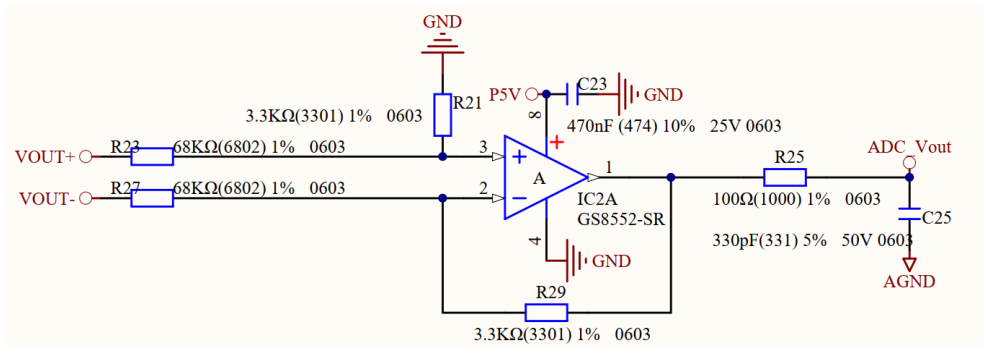


图 3.4 输出电压差分采样

输出电压调理电路采用差分放大的方式，能较大程度降低开关电源中的高频噪声对信号调理电路的干扰。使用低零偏 GS8552-SR 运放提高电流转化精度。如上图 3.4 所示电压调理电路：

差分电压采样电阻：

$$R_{29} := 3.3k$$

$$R_{27} := 68k$$

计算差分电压采样放大倍数：

$$K_V := \frac{R_{29}}{R_{27}} = 0.049$$

控制器最大采样值为 3.3V，则可计算输出电压采样到的最大值为：

$$V_{max} := \frac{3.3V}{K_V} = 68V$$

为了更好抑制开关电源中的高频干扰对差分放大电路的转化干扰，在运放的供电管脚添加滤波电容 C23，同时输出端增加 R25 和 C25 构成的 RC 滤波电路。

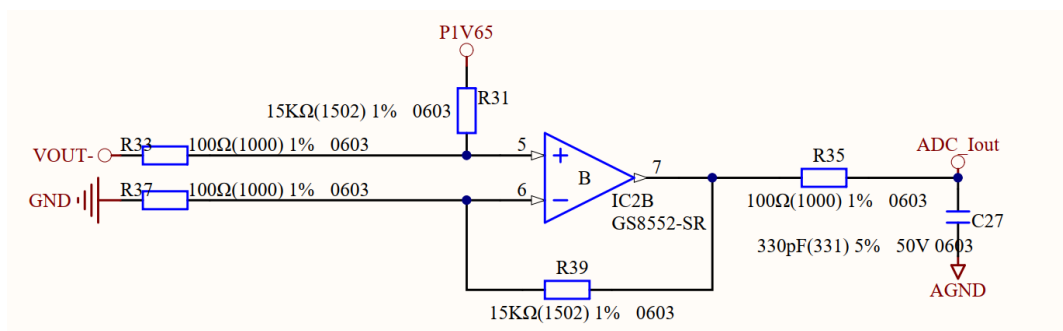


图 3.5 输出电流检测电路

输出电流调理电路采用差分放大的方式，输出电路的电流采样电阻为：

$$R_8 := 1m$$

差分电压采样电阻：

$$R_{31} := 15k$$

$$R_{33} := 100$$

计算差分电流采样放大倍数：

$$K_I := \frac{R_{31}}{R_{33}} \cdot R_8 = 150m$$

双向 BUCK-BOOST 电路电流采样电阻两端的电流可以双向流动，增加 1.65V 的直流偏置，确保电流在正向流动和反相流动时，差分采样电路均可以工作，1.65V 直流偏置电路如下图 3.6 所示。R42 和 R43 电阻分压 3.3V 电压得到 1.65V，C31 滤波电容保证直流电压偏置稳定。由 GS8582-SR 运放构成电压跟随电路，保证 1.65V 直流电源稳定性。

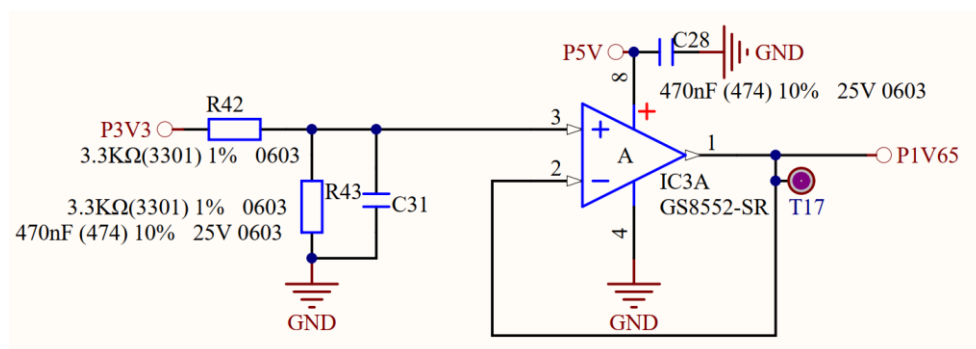


图 3.6 1.65V 直流偏置电路

控制器最大采样值为 3.3V，当电流正向流动时，假设输出电流为 5A，则可计算得到信号变换后的电压为：

$$5 \cdot K_I + 1.65 = 2.4V$$

为了更好抑制开关电源中的高频干扰对差分放大电路的转化干扰，输出端增

加 R35 和 C27 构成的 RC 滤波电路。

当电流反向流动时，假设输出电流为 5A，则可计算得到信号变换后的电压为：

$$1.65 - 5 \cdot K_I = 0.9V$$

同理，输入电压电流信号调理电路使用和输出信号调理电路相同的设计与参数。

3.5 电位器电压信号调理

电源的输出电压或输出电流的目标值由滑动电位器决定。如下图 3.7 所示，滑动变阻器与 R40 电阻分压得到目标参考电压值。控制器通过采集这个电压信号来控制输出电压或电流的大小。其中，R41 与 C29 为 RC 滤波器，保证目标参考电压的稳定，即输出电压或电流稳定。

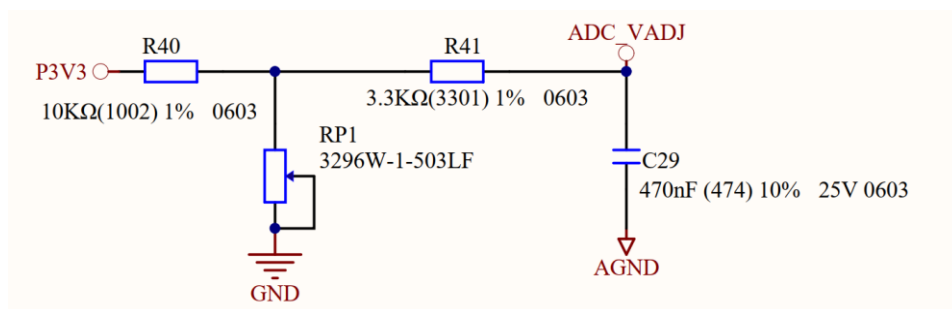


图 3.7 滑动变阻器电

3.7 STM32 系统板设计

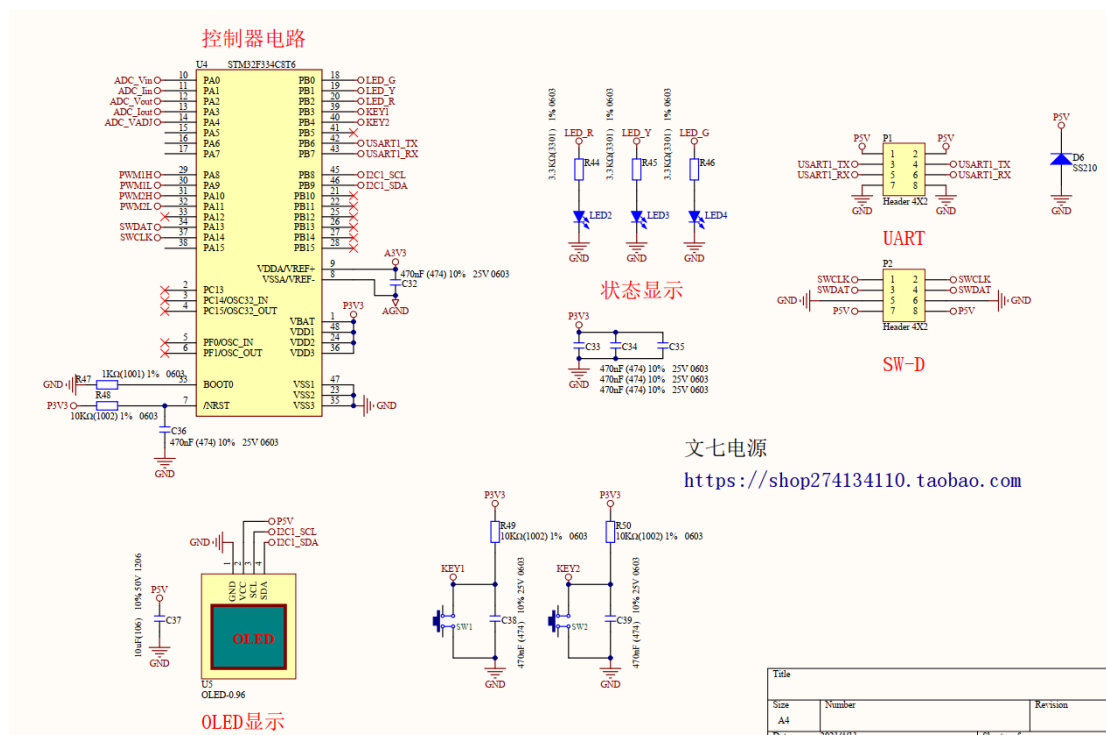


图 3.8 STM32 系统板电路图

本电源设计采用采用 STM32F334 微控制器，具有电路外围线路简单，控制模式灵活，可扩展性强等优点。控制器采用内部晶振，简化控制器外围电路。C33，C34，C35 分别为控制器数字供电口 24 管脚，36 管脚，48 管脚的滤波电容，C32 为控制器模拟供电口 9 管脚的滤波电容。R48 电阻和 C36 滤波电容构成上电复位电路。U5 为 0.96 寸的 OLED 显示屏，链接至控制器 45,46 管脚，使用 I2C 功能对其控制；SW1 和 SW2 为按键，上拉 10K 至 3.3V，当键未被按下时，KEY1 或 KEY2 管脚为高电平，当键被按下时，KEY1 或 KEY2 为低电平；LED2-LED 为电源板状态灯，高电平使能；P2 为控制器的 SW-D 烧录口；P1 为设计预留的 USART 通信口；D6 为 5V 反接保护二极管。

其中各个端口配置如图中所示。

分类	引脚名称	对应信号	说明
PWM 信号	PA8	PWM1H	BUCK 上桥臂驱动
	PA9	PWM1L	BUCK 下桥臂驱动
	PA10	PWM2H	BOOST 上桥臂驱动
	PA11	PWM2L	BOOST 下桥臂驱动
ADC 信号	PA0	ADC_Vin	输入电压检测
	PA1	ADC_Iin	输入电流检测
	PA2	ADC_Vout	输出电压检测
	PA3	ADC_Iout	输出电流检测
	PA4	ADC_VADJ	滑动变阻器电压检测

串口通信	PB6	USART1_TX	USART1 发送
	PB7	USART1_RX	USART1 接收
程序下载接口	PA13	SWDAT	SWD 仿真接口
	PA14	SWCLK	
LED 指示灯	PB0	LED_G	绿灯
	PB1	LED_Y	黄灯
	PB2	LED_R	红灯
OLED	PB8	I2C1_SCL	I2C 通信时钟
	PB9	I2C1_SDA	I2C 通信数据