

基于 BUCK 变换器的直流稳压电源设计与 智能台灯控制系统实现



姓 名：莫湘渝、冯亦珂、郭丁赫

学 号：20232373、20235389、20234775

专 业：明月科创实验班

重庆大学国家卓越工程师学院
2026 年 1 月

目录

摘 要	3
1 课程项目概况和控制需求分析	3
1.1 自动控制原理课程简介	3
1.2 项目概况	4
1.3 控制需求分析	6
1.4 课程涉及控制理论基础	6
1.5 本章小结	7
2 直流 Buck 电源设计与调试	7
2.1 Buck 变换器拓扑原理分析	7
2.2 Buck 变换器元器件选型及参数选择、	10
2.3 Buck 变换器实物调试	15
2.4 本章小结	20
3 直流 Buck 电源建模与仿真	20
3.1 Buck 变换器仿真（开环+闭环）	21
3.2 Buck 变换器建模	24
3.3 输出电压纹波计算（仿真+实验）	26
3.4 电容寄生电阻计算（仿真+实验）	28
3.5 本章小结	30
4 直流 Buck 电源控制性能分析	31
4.1 直流 Buck 变换器劳斯稳定判据分析	31
4.2 直流 Buck 变换器根轨迹分析（Matlab 绘制）	33
4.3 直流 Buck 变换器奈奎斯特稳定判据分析	36
4.4 直流 Buck 变换器波特图分析（Matlab 绘制）	39
4.5 直流 Buck 变换器闭环负载稳定边界计算及仿真验证	42
4.6 PSIM 仿真扫频波特图	45
4.8 本章小结	45
5 直流 Buck 电源闭环控制实验	46
5.1 ADC 采样及 PWM 生成原理	46
5.2 基本 PI 控制理论及程序	48
5.3 复合控制策略设计（前馈+PI）	51
5.4 闭环参考电压 10V-12V 连续跳变实验与分析	53
5.5 本章小结	54
6 创意台灯控制系统（综合设计）	55
6.1 摘要	55
6.2 系统总体架构与硬件组成	55
6.3 多模态控制策略与状态机设计	60
6.4 整体机械设计	68
6.4 系统集成与综合调试	72
6.5 本章小结	74
7 总结与展望	74
7.1 课程小结	74
7.2 课程收获及建议	75

摘 要

随着电力电子技术与自动控制理论的深度融合，开关电源（Switching Mode Power Supply, SMPS）因其高效率、高功率密度等优势被广泛应用。本项目旨在设计并实现一款基于 Buck 拓扑的降压型直流稳压电源，并在此基础上构建创意台灯控制系统，以完成《自动控制原理》课程的综合实践。

本项目在连续导通模式（CCM）下，基于 Buck 变换器的小信号建模方法，对功率级进行线性化处理，推导得到了系统的控制到输出传递函数，建立了适用于控制器设计与频域分析的数学模型。在此基础上，利用劳斯判据、根轨迹法、奈奎斯特判据及波特图等经典自动控制理论工具，对系统的稳定性、稳态误差及动态响应特性进行了系统分析，并进一步讨论了电感、电容等寄生参数（如 ESR）对系统零极点分布及稳定裕度的影响。

在控制策略设计方面，本项目采用 STM32 微控制器作为核心控制单元，通过 ADC 实时采集输出电压信号，基于离散化 PID 控制算法调节 PWM 占空比，实现了 Buck 变换器输出电压的闭环控制。实验结果表明，在 24 V 输入条件下，系统能够稳定输出 12 V 直流电压，并在负载突变及参考电压 10 V–12 V 切换过程中表现出良好的动态响应性能和稳定性。最后，在稳压电源系统的基础上，进一步扩展实现了创意台灯功能，包括基于环境光照强度的自动调光模式以及手动无级调光模式。

关键词：Buck 变换器；小信号建模；传递函数；PID 控制；根轨迹分析；STM32

1 课程项目概况和控制需求分析

1.1 自动控制原理课程简介

《自动控制原理》是自动化、电气工程及相关专业的重要专业基础课程之一，主要研究自动控制系统的组成、数学建模方法、系统分析手段以及控制器设计思想。课程以线性时不变系统（LTI）为研究对象，系统讲授时域分析法、频域分析法和根轨迹法等经典控制理论工具，重点解决控制系统在稳定性、稳态精度和动态性能之间的权衡问题。

相较于纯理论推导，本课程特别强调控制理论在工程实践中的应用能力培养。通过课程设计项目，引导学生将抽象的数学模型与实际工程对象相结合，完成从被控对象建模、系统分析到控制器设计与实验验证的完整流程。本项目以典型电力电子装置——Buck 型开关变换器为研究对象，将自动控制原理中的小信号建模、传递函数分析和闭环校正方法，应用于实际直流稳压电源与智能照明系统中，是一次具有代表性的“理论—建模—仿真—实现”综合实践。

1.2 项目概况

1.2.1 基础项目：直流电源（Buck 变换器）控制分析与设计

基础项目以非隔离型 Buck 直流降压变换器为研究对象，系统输入为 24V 直流电源，目标输出电压为 12V（可调范围 10V–12V），最大负载电流为 2A，工作于连续导通模式（CCM）。该项目的核心任务在于：

1. 建立被控对象模型

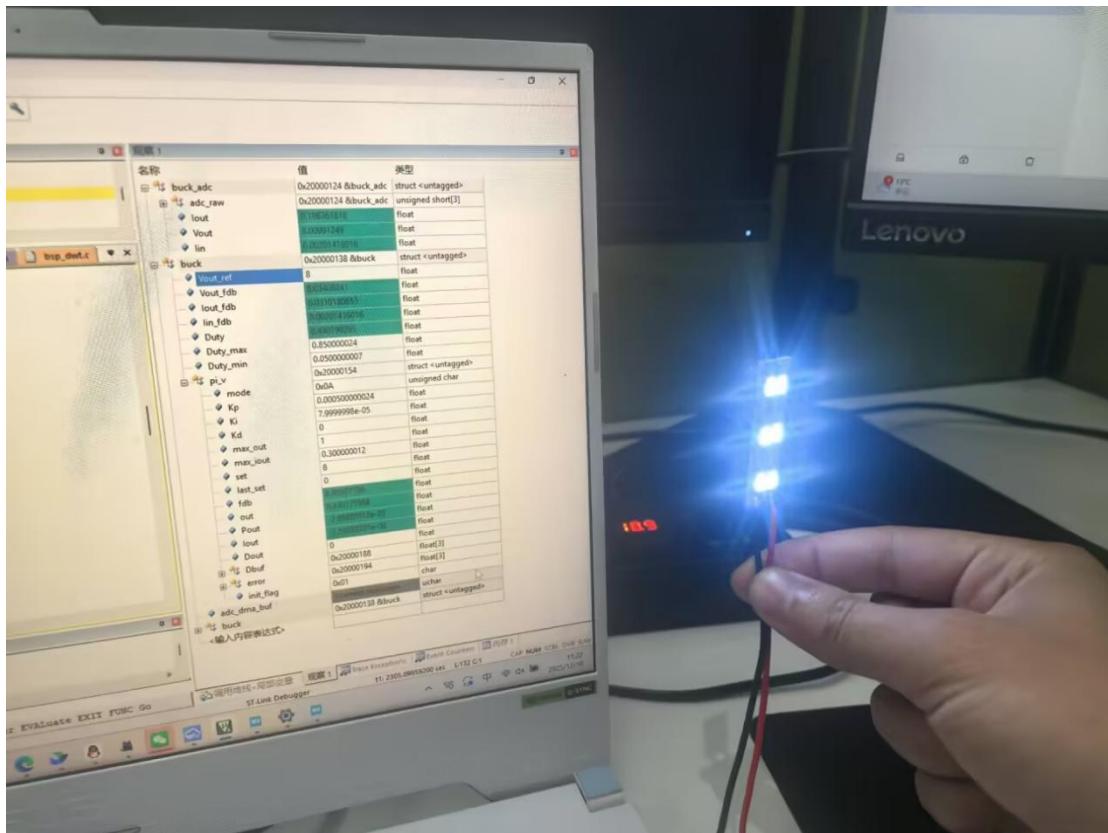
基于传递函数，对 Buck 变换器在 CCM 模式下进行建模，推导其占空比到输出电压的小信号数学模型，并进一步获得系统的开环传递函数。

2. 分析系统本征特性

通过劳斯判据、根轨迹法和频域分析方法，系统研究 Buck 变换器在不同参数条件下的稳定性、相位裕度、增益裕度及瞬态响应特性，同时分析电感、电容及其等效串联电阻（ESR）对系统零极点分布的影响。

3. 设计闭环控制器

以经典控制理论为指导，设计合适的补偿策略（PID 控制），在保证系统稳定性的前提下，提高系统的稳态精度和动态响应性能，使输出电压能够有效抑制输入电压扰动和负载变化带来的影响。



该基础项目为后续综合应用奠定了稳定、可靠的硬件平台和控制基础。

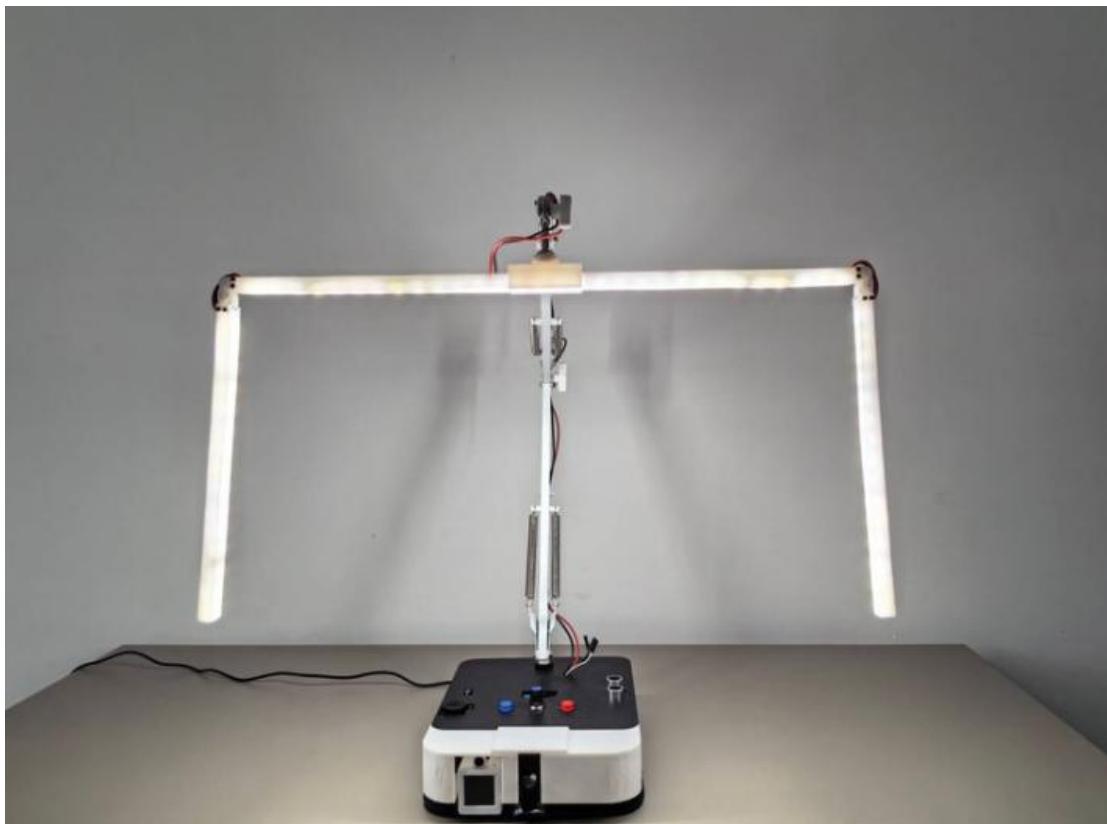
1.2.2 综合项目：创意台灯控制系统

在完成 Buck 直流电源稳定控制的基础上，项目进一步引入应用场景，将其扩展为一套具备智能调光功能的创意台灯控制系统，实现低频闪，高灵敏，广域无影效。该综合项目在原有电源系统的基础上，通过增加传感与交互模块，实现功能层面的升级，具体包括：

- 引入光敏传感器，实现环境光照强度的实时感知；
- 通过按键、旋钮或人机界面输入，实现手动无级调光；
- 借助 OLED 显示屏显示电压、电流、亮度等级等系统状态信息；
- 蓝牙、语音等扩展接口，实现无线或语音控制的可能性。
- 超声波测距下的手势控制等

在该阶段，控制系统不仅需要满足“稳压”这一基本目标，还需要具备良好的**指令跟踪能力**和**调节平滑性**，具备智慧的交互模式，即在亮度目标变化时，输出能够快速、平稳地跟随设定值变化，避免闪烁和突变，从而提升用户体验。





1.3 控制需求分析

结合硬件条件与应用需求，本项目对控制系统提出如下具体性能指标：

1. 稳定性要求

闭环系统必须保持渐近稳定，且具有足够的稳定裕度。通过频域分析要求系统相位裕度不小于 45° ，以保证在参数扰动和负载变化条件下不发生振荡或失稳。

2. 稳态精度要求

在额定工作条件下，输出电压稳态误差应控制在 $\pm 1\%$ 以内，即在 12V 标称输出时，稳态电压偏差不超过 $\pm 0.12V$ ，以满足直流稳压电源和 LED 驱动的实际需求。

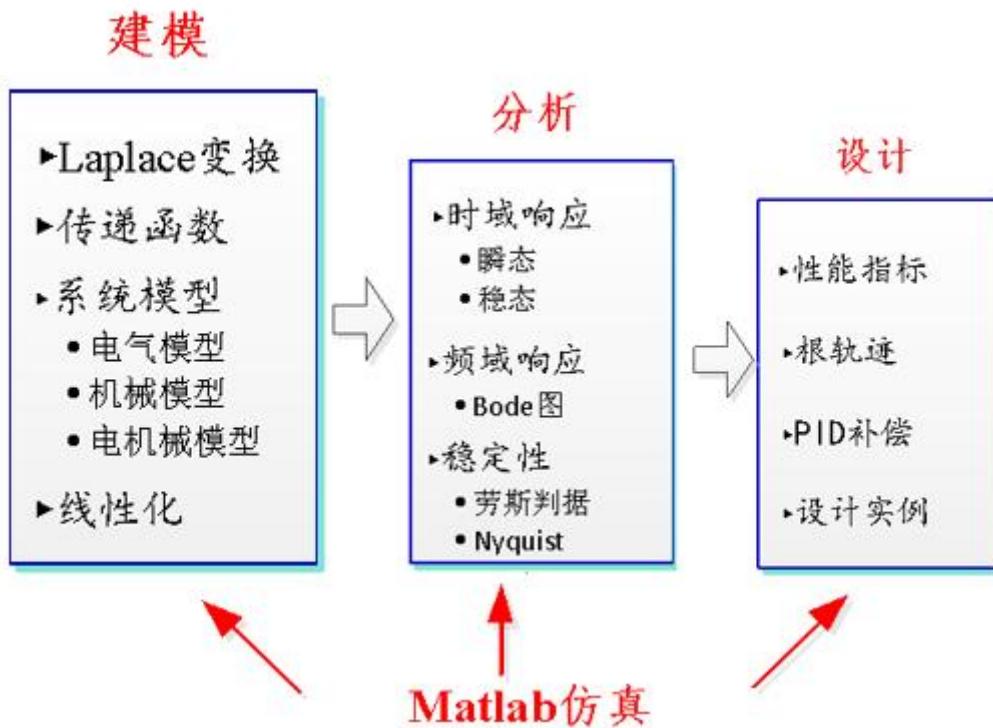
3. 动态性能要求

当负载电流发生阶跃变化（10%–100% 额定负载）或参考电压在 10V–12V 之间切换时，系统电压超调量应小于 5%，恢复时间不超过 50 ms，保证系统具有良好的快速性与阻尼特性。

4. 鲁棒性要求

考虑到实际电路中电感、电容参数存在制造误差和长期老化现象，控制系统应对参数变化具有一定的鲁棒性，保证在元件参数偏移情况下系统仍能稳定运行。

1.4 课程涉及控制理论基础



为完成上述设计目标，本项目综合运用了《自动控制原理》课程中的多项核心理论与分析工具，包括但不限于：

- **微分方程与拉普拉斯变换**：用于建立系统的连续时间数学模型；
- **小信号建模与传递函数**：描述占空比微小扰动到输出电压扰动之间的动态关系；
- **劳斯稳定判据**：通过代数方法判断系统在参数变化下的稳定性；
- **根轨迹分析法**：分析控制器参数变化对闭环极点分布及系统动态性能的影响；
- **频域分析法（Bode 图与 Nyquist 图）**：评估系统的稳定裕度和频率响应特性；
- **PID 控制理论**：采用经典线性控制策略，在数字控制平台上实现闭环调节。

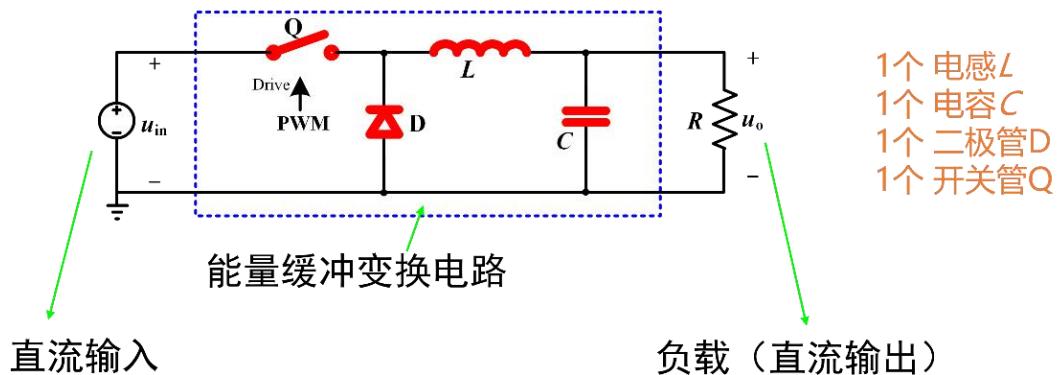
1.5 本章小结

本章从课程背景出发，系统阐述了项目的研究对象、工程目标及控制需求，明确了以经典自动控制理论为核心的设计思路。通过将 Buck 变换器这一典型电力电子系统与实际应用场景相结合，确立了“建模—分析—设计—实现”的总体技术路线，为后续系统建模、控制器设计及实验验证工作奠定了理论与工程基础。。

2 直流 Buck 电源设计与调试

2.1 Buck 变换器拓扑原理分析

Buck 变换器是一种典型的降压型直流斩波电路（Step-Down DC-DC Converter），其基本功能是通过高频开关调制方式，将较高的直流输入电压稳定转换为较低且可调的直流输出电压。其基本功率级拓扑主要由开关管（Switch, Q）、续流二极管（Diode, D）、储能电感（Inductor, L）以及滤波电容（Capacitor, C）四个核心元件构成。开关管负责周期性接通与断开输入电源，是系统的能量调制核心；续流二极管在开关管关断期间为电感电流提供续流通道；储能电感用于存储和释放能量；滤波电容则对输出电压进行滤波。

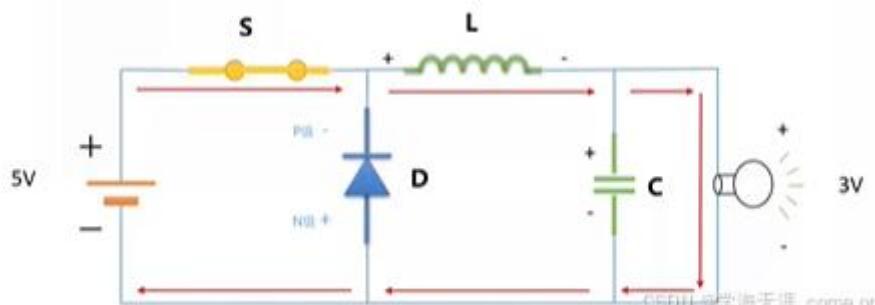


在正常工作条件下，当负载电流较大且电感参数选取合理时，Buck 变换器通常工作于连续导通模式（CCM）。在该模式下，电感电流在整个开关周期内始终保持连续。设开关周期为 T_s ，PWM 占空比为 D 。在开关管导通阶段 ($0 < t < DT_s$)，输入电源 V_{in} 通过开关管直接作用于电感与负载回路，电感电流呈线性上升，满足 $L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o$ 。当开关管进入关断状态 ($DT_s < t < T_s$)，输入电源断开，续流二极管导通，电感电流呈线性下降，满足 $L \frac{di_L}{dt} = -V_o$ 。

依据伏秒平衡原理，稳态时电感在一个周期内所加电压的平均值必须为零。通过对导通和关断阶段的电感电压进行加权平均，可推导出理想 Buck 变换器在稳态条件下的输入输出关系为 $V_o = D \cdot V_{in}$ 。该表达式表明输出电压与输入电压成正比，并可通过调节占空比实现电压调节。

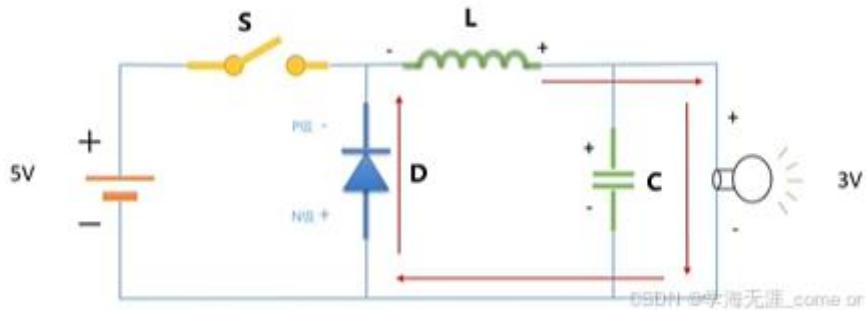
Buck 变换器主电路整体的工作逻辑如下：

1. 当开关管 Q 驱动为高电平时，开关管导通，储能电感 L 被充磁，流经电感的电流线性增加，同时给电容 C 充电，给负载 R 提供能量；



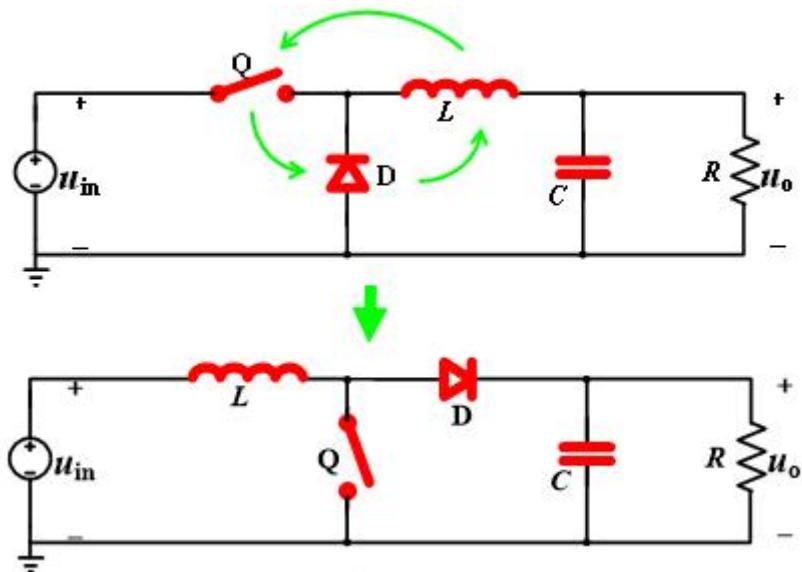
2. 当开关管 Q 驱动为低电平时，开关管关断，储能电感 L 通过续流二极管 D 放电，

电感电流线性减少，输出电压靠输出滤波电容 C 放电以及减小的电感电流维持。

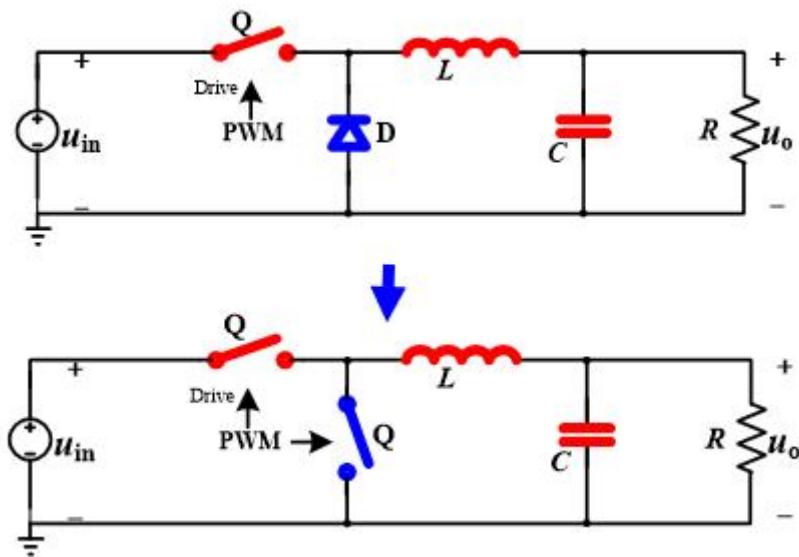


事实上，对于该电能变换器，可以通过更改个别元器件的种类、接入方式与顺序，实现搭建具有不同功能的电能变换电路，即 Buck 变换器的拓扑原理。下面列举几种常见的拓扑电路：

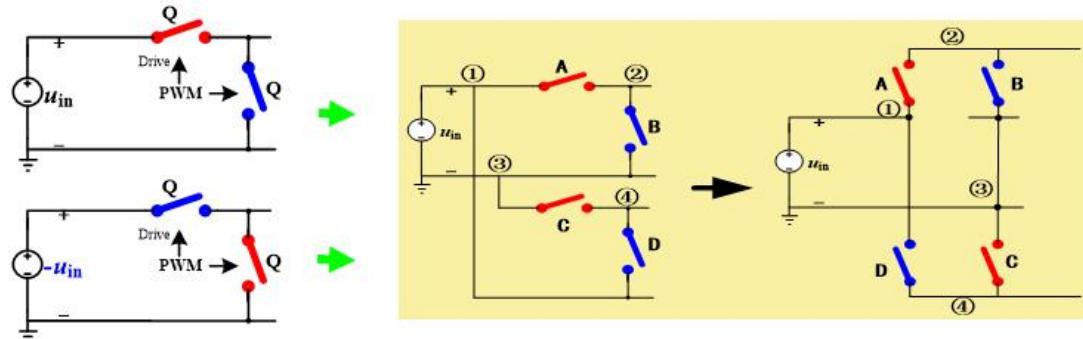
1. 升压变换器：



2. 降压同步整流变换：采用互补工作模式，可减小损耗



3. H 桥 DC-AC 逆变器：开关管部分串联构成双极性交流电压源



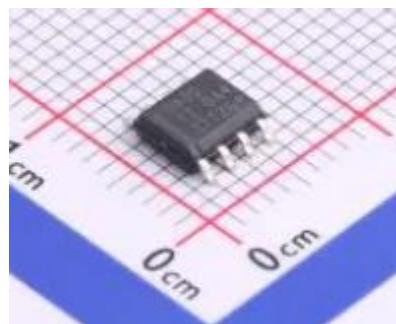
4. 闭环 PWM 控制：可以在原有 Buck 电路基础上增加闭环环路，通过 PWM 调配开关管 Q 的导通与否，从而实现对于输出电压的控制，使系统能够更加“稳”、“快”、“准”地得到期望的输出。目前的控制器选择主流为 PID 控制器，根据不同的指标又可将闭环控制系统分为不同类别：若根据控制对象分类，则可分为电压控制与电流控制；若根据接收调控信息的时间先后分类，又可分为反馈控制与前馈控制；根据其他的分类标准，还可分为线性/非线性控制、平均/纹波控制、模拟/数字控制……在此一一列举。

2.2 Buck 变换器元器件选型及参数选择、

设定设计指标： $V_{in} = 24V, V_{out} = 12V, f_{sw} = 20kHz, I_{load_max} = 2A$ 。



①TPS5430DDA —— 开关型 Buck DC/DC 转换器



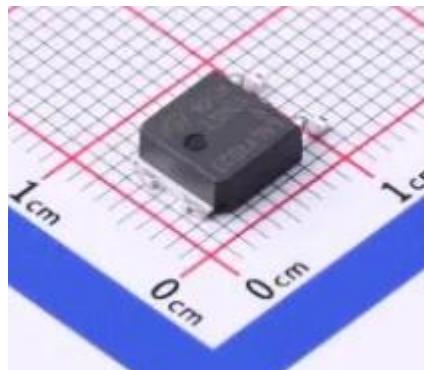
类型与作用

集成型降压型开关稳压器（非同步），为整个系统提供 **稳定的 12 V 中间母线；12 V** 用于：EG2131 驱动电源，后级 LDO（5 V），辅助控制与检测电路

关键特性

输入电压：5.5 V – 36 V（适合 24 V 母线）；输出电流：**3 A**；内置功率 MOSFET；电流模式控制；固定开关频率（约 570 kHz）；具备过流、过温保护

②78M05 —— 5 V 线性稳压器



类型与作用：

中电流线性稳压器（LDO，非低压差）；将 12 V 线性降压至 **5 V**；为模拟采样电路，运放，MCU 外设提供相对“干净”的电源

关键特性

输入电压： $\geq 7 \text{ V}$ ；输出电压：5 V；输出电流：500 mA 量级；结构简单，稳定性好，抗噪声能力强

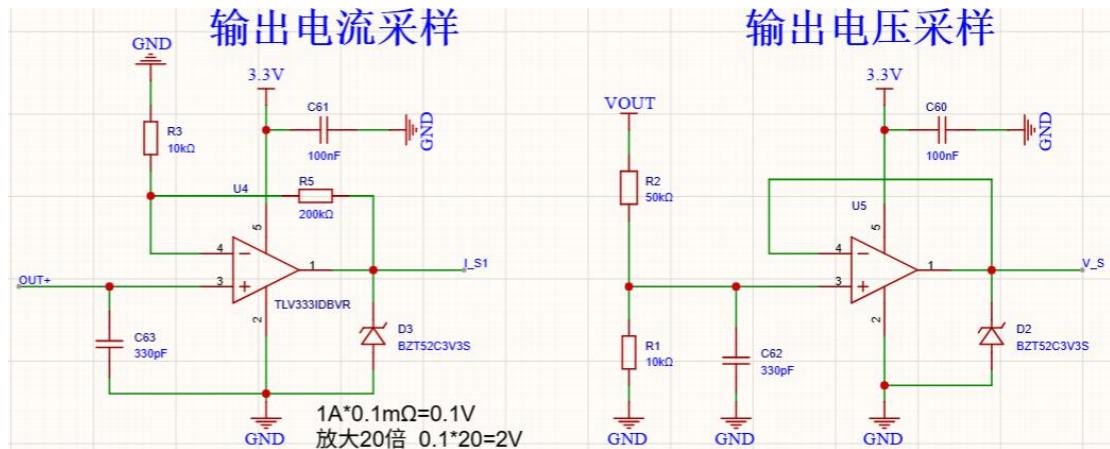
③AMS1117-3.3 —— 3.3 V LDO 稳压器

类型与作用

低压差线性稳压器（LDO）；将 5 V 转换为 **3.3 V 数字/模拟逻辑电源**；为运放供电，ADC 参考，MCU 核心/IO 提供标准电压

关键特性

输出电压: 3.3 V; 最大输出电流: 800 mA (需注意散热); 压差约 1.1 V; 使用简单, 外围器件少



④ TLV333IDBVR —— 零漂移运算放大器 (电流采样)

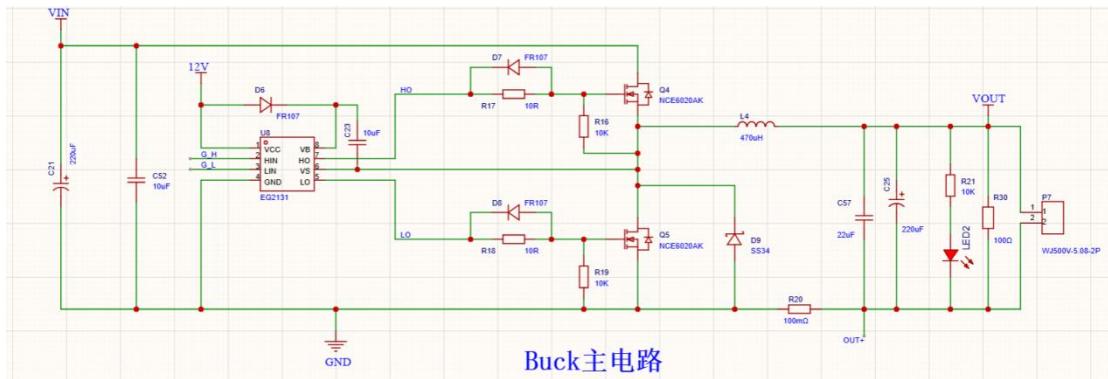


类型与作用:

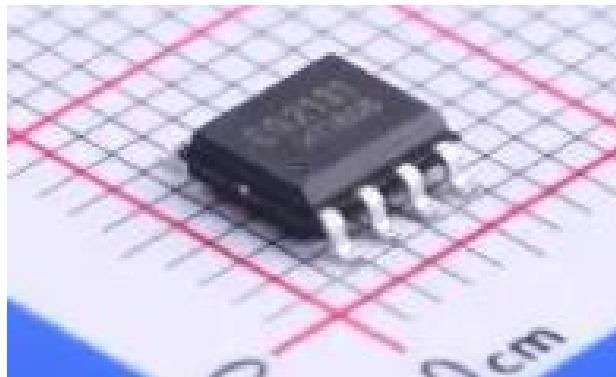
零漂移、轨到轨输入/输出运放；放大 **R20 (0.1 Ω)** 电流采样电阻上的毫伏级电压；放大倍率约 **20x**；实现 $1\text{ A} \rightarrow 0.1\text{ V} \rightarrow 2\text{ V}$ (ADC 友好)；配合齐纳管做输入/输出限幅保护；对 VOUT 分压后的信号进行：缓冲，低阻输出，抗干扰，提供稳定的 ADC 采样电压 V_S

关键特性

零漂移 / 超低失调电压；轨到轨输入 & 输出 (适合 3.3 V 单电源)；极低温漂 ($<0.05\text{ μV/}^{\circ}\text{C}$)；极低噪声、适合微小信号放大



⑤EG2131 —— 半桥 MOSFET 棚极驱动芯片



类型与作用

高低端半桥栅极驱动器 (High-side / Low-side Driver)；作为功率级与控制逻辑之间的“功率接口”；将 MCU / PWM 控制信号放大为足以驱动 Q4 / Q5 功率 MOSFET 的栅极信号；实现：上管高边驱动（同步 Buck），下管同步整流，降低二极管损耗；是整个 Buck 效率、开关速度、EMI 特性的关键器件之一

关键特性

支持 **Bootstrap** 高边驱动 (VB / VS / HO)；典型驱动电压: 10–12 V；独立 **HO** / **LO** 输出；具备较强的栅极驱动电流能力 (适合功率 MOSFET)；TTL/CMOS 兼容输入 (HIN / LIN)

⑥ 输入电容 (Cin) —— 抑制开关脉冲电流

1. C21: 220 μF (电解)
2. C52: 10 μF (陶瓷)

作用机理

MOSFET 上管导通瞬间，输入侧出现大 di/dt 脉冲电流；Cin 提供本地能量缓冲，防止 VIN 下陷、驱动电压抖动、EMI 上升。电解电容 (220 μF) 用于低频能量储备；陶瓷电容 (10 μF) 用于高频尖峰抑制。

⑦功率电感 (L4: 470 μH)

作用

存储与释放能量；将 PWM 方波电流变为连续直流；决定电流纹波，CCM / DCM 工作区，动态响应。470 μH 非常大，意味着电流纹波极小，动态响应慢，体积大，不适合高频 Buck

电流纹波公式（同步 Buck）：

$$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot D}{L \cdot f_s}$$

⑧输出电容 (Cout)

1. C25: 220 μF (电解)
2. C57: 22 μF (陶瓷)

其中电解电容用于低频纹波、负载突变；陶瓷电容用于高频纹波、ESR 极低，220 μF + 22 μF 为常规组合，较为常用；对 LED / 舵机 / 电机前级非常友好输出纹波近似

$$\Delta V \approx \frac{\Delta I_L}{8f_s C} + ESR \cdot \Delta I_L$$

⑨栅极电阻 (R17 / R18: 10 Ω)

作用

控制 MOSFET 开关速度；抑制：振铃，EMI，栅极过冲

二极管并联意义

开通 / 关断 不同等效电阻使之慢开通、快关断

⑩栅极下拉电阻 (R16 / R19: 10 kΩ)

作用

确保上电、复位、异常时 MOSFET 关断；防止栅极悬空误导通

⑪电流采样电阻 (R20: 0.1 Ω)

作用

将输出电流转化为电压；供 TLV333 放大、ADC 采样

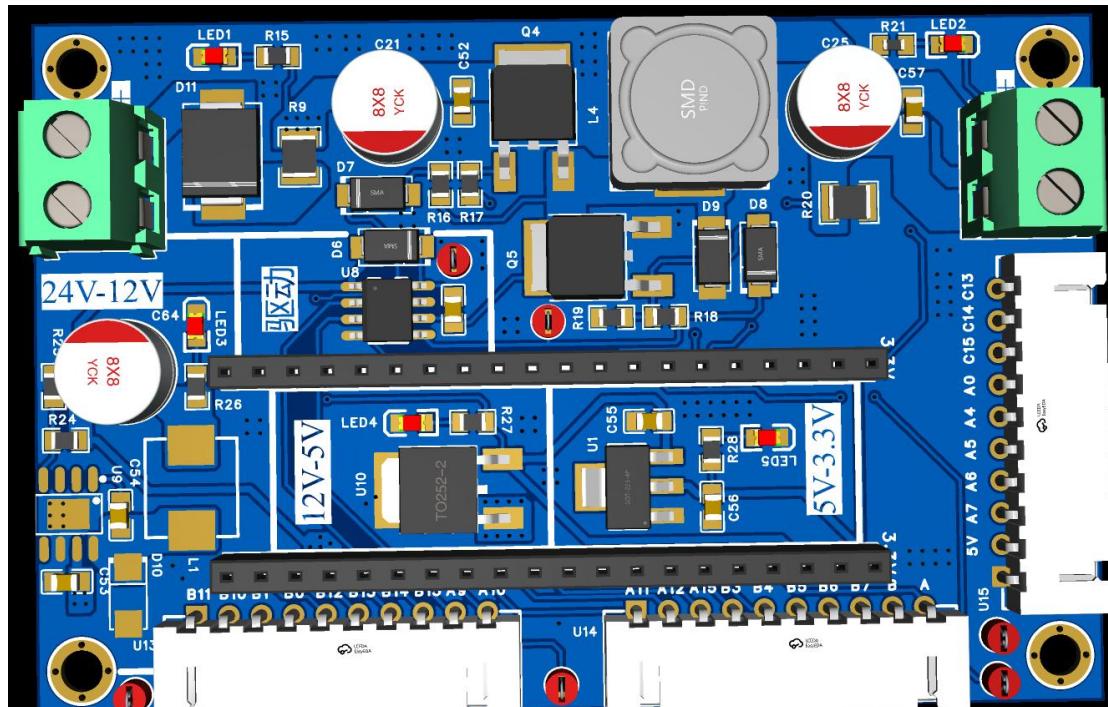
2.3 Buck 变换器实物调试

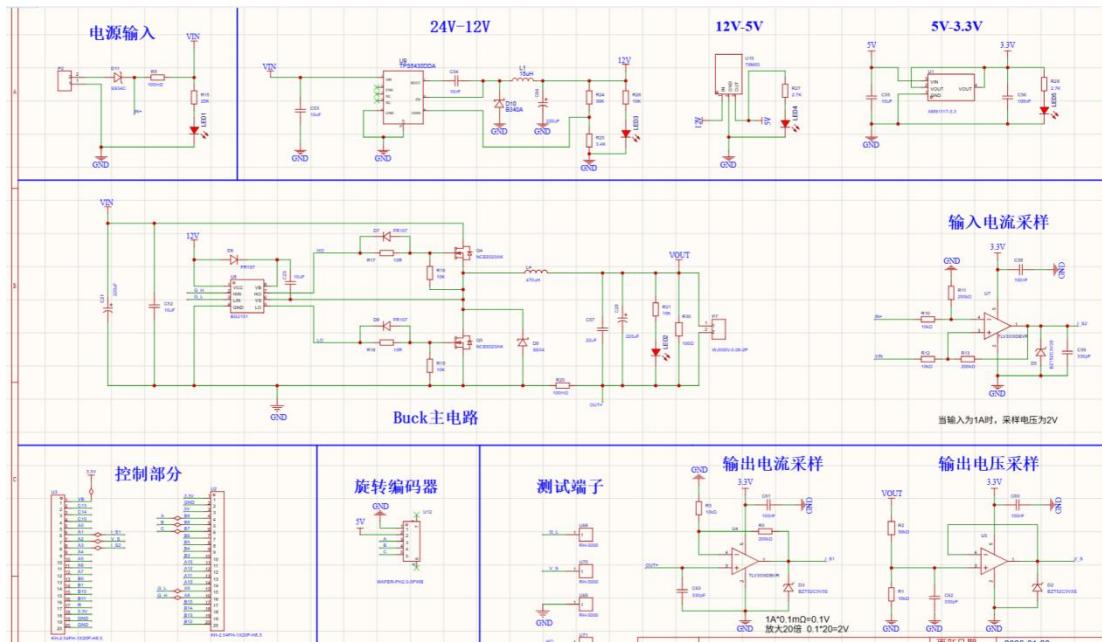
2.3.1 主电路调试

在 Buck 变换器主电路设计中，本项目不对 Buck 变换器的功率拓扑结构本身进行改动，而是在闭环 PWM 控制电路中采用平均电压模式控制策略，通过对输出电压进行采样、滤波与调理后反馈至控制器，实现输出电压的稳定调节。

实验所采用的电路板主要由以下几部分组成：

Buck 主功率电路、**MOSFET** 驱动电路、辅助电源模块以及电压/电流采样与信号调理电路。实验过程中，先将各功能模块元器件焊接至电路板上，并按照“先供电、后驱动、再闭环”的原则对各模块进行独立调试，最终完成整机联调。





该主电路为一同步降压型（Buck）DC-DC 变换器。其工作原理为：通过高、低侧功率 MOSFET 的高速互补开关动作，将输入直流电压 VIN 转换为所需的输出电压 VOUT。

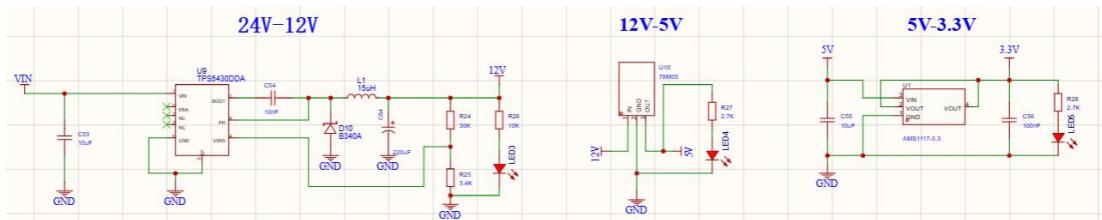
当上管 **MOSFET** 导通时，输入电压经功率电感向负载供能，电感电流上升并储存能量；当上管关断、下管 **MOSFET** 导通时，电感通过同步整流通路向负载释放能量，从而保证输出电流的连续性。与传统二极管续流方式相比，同步整流结构有效降低了导通损耗，提高了系统效率。

输出侧采用单级功率电感与大容量滤波电容并联结构，用于抑制电流纹波并平滑输出电压。输出电压通过电阻分压网络进行采样，经信号调理后反馈至控制器，由控制器根据输出电压与参考电压之间的误差，动态调整 PWM 占空比，实现 Buck 变换器的稳压控制。

在调试阶段，首先在不开启闭环控制的情况下对主功率电路进行验证。实验结果表明，在输入 PWM 方波幅值为 8 V、占空比为 50% 的条件下，主功率级能够在输出端得到幅值约为 8.5 V、占空比约为 50% 的方波信号，验证了功率级电路工作状态正常。

2.3.2 控制电路供电调试

如图所示为 STM32 主控芯片的供电电路及接口引出结构。为保证控制系统供电的稳定性与抗干扰能力，本设计采用两级线性稳压方式，将主电源逐级转换为 5 V 和 3.3 V 电压。



首先，采用 **78M05 线性稳压器**将输入电压转换为稳定的 5 V 输出。输入端与输出端分别通过滤波电容进行去耦，有效抑制输入纹波与高频噪声。随后，利用 **AMS1117-3.3 低压差稳压器**将 5 V 电压进一步稳压为 3.3 V，为 STM32 核心、采样运放及外围逻辑电路提供稳定电源。

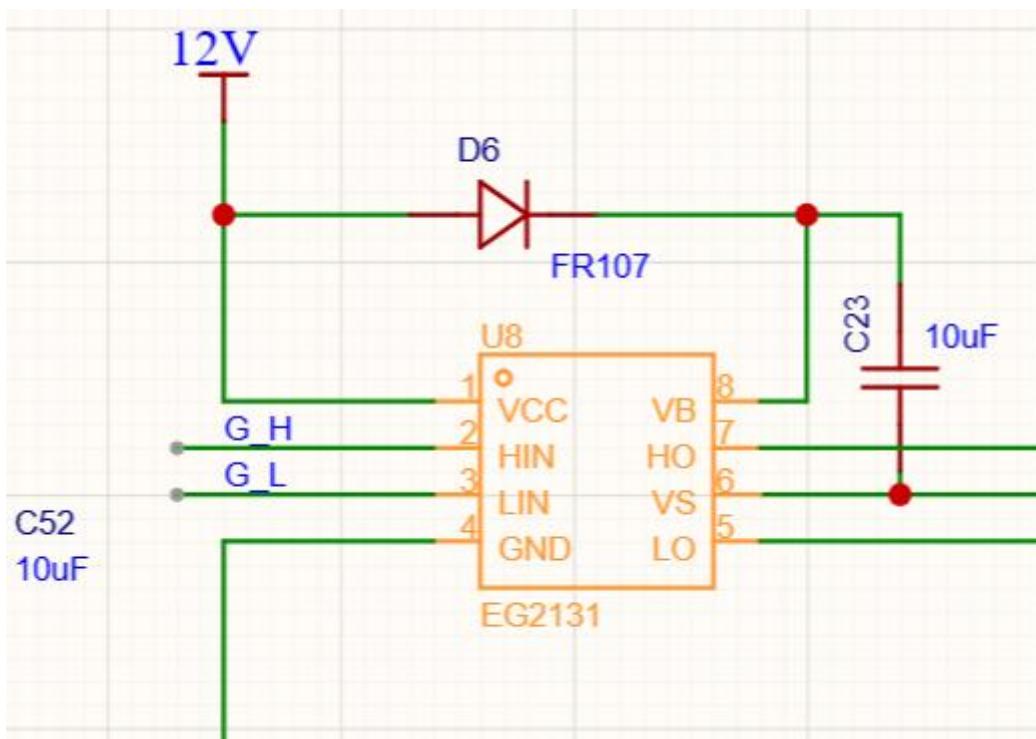
该分级稳压方案在保证供电稳定性的同时，降低了电源噪声对控制与采样电路的影响，适用于嵌入式控制系统的电源需求。

调试流程如下：

插入单片机核心板 → 取下 100 Ω 负载 → 单片机输出恒值 PWM 占空比 50%，20kHz → 观测 PA8 端口波形 → 观测驱动芯片输出端口波形 → 上电 24V 主电源 → 检测辅助电源输出电压 → 检测 Buck 输出电压 → 根据占空比验证输出电压合理性。

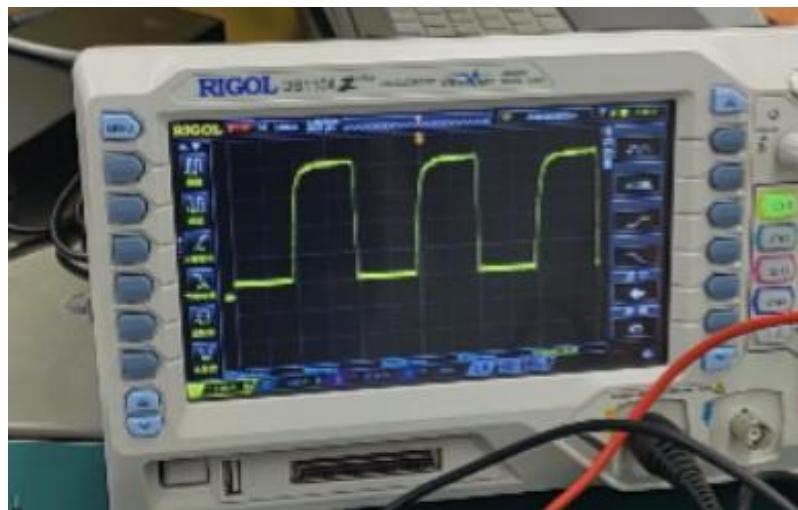
经调试，辅助电源模块可稳定输出 5V 与 3.3V 电压，满足控制系统正常工作需求。

2.3.3 驱动电路调试



使用信号发生器产生频率 20kHz、幅值 3.3V 的方波输入驱动芯片。示波器探头接 MOSFET 的栅极 (G) 和源极 (S)，观察波形。测试现象：Buck 降压模块主电路可

正常实现功能，在参考输入方波幅值为 3.3v、占空比为 50%的情况下能够驱动 EG2131 输出占空比为 50%、幅值在 12v 左右边缘陡峭的方波。



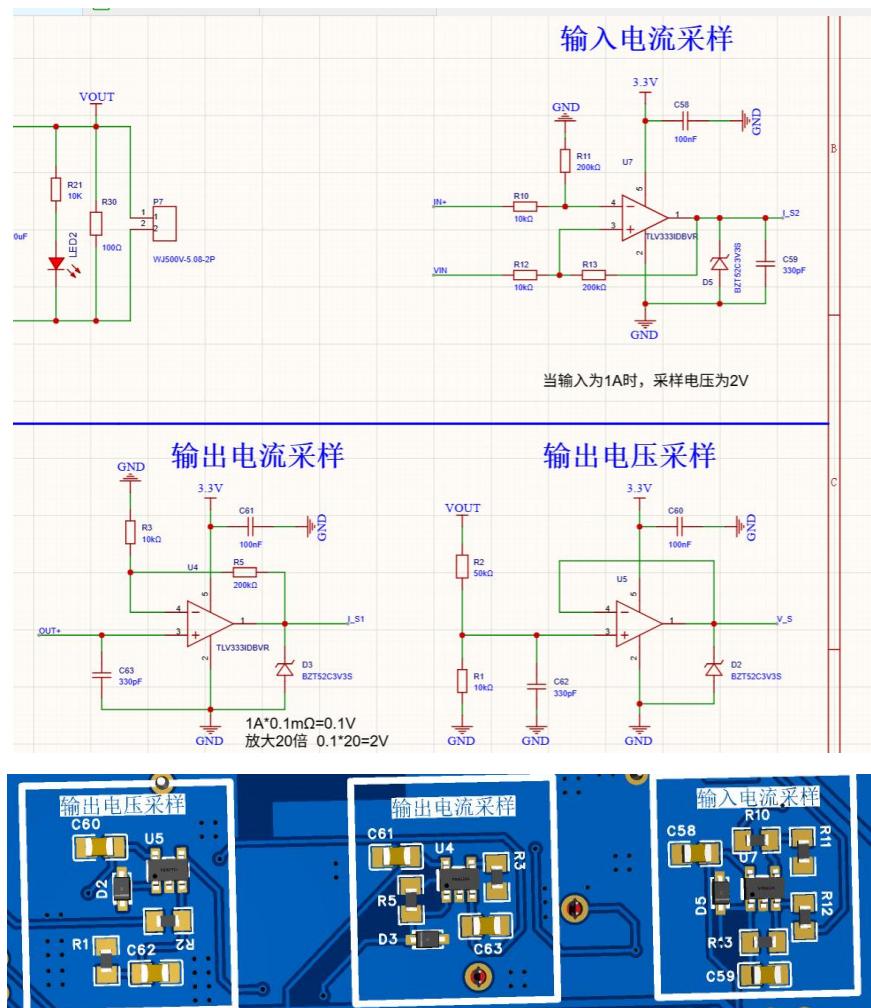
驱动电路用于将 STM32 输出的 PWM 控制信号转换为适合功率 MOSFET 的驱动信号。由于单片机 I/O 口输出能力有限，若直接驱动功率器件，容易导致驱动不足或器件损坏。

因此，本设计在控制信号与功率级之间引入**专用驱动电路**，实现控制电路与功率电路的稳定驱动，有效抑制高压、大电流对控制系统的干扰，提高系统整体可靠性与安全性。

调试时，首先断开仿真器供电，采用主电路辅助电源为单片机供电；随后烧录 PWM 控制程序，接入负载并上主电源，通过示波器观测驱动输出端波形。实验结果表明，驱动电路能够稳定、可靠地驱动功率 MOSFET 正常工作。

注意：这是 N-MOS 做高端驱动，所以需要确保自举电容电路工作正常（需要负载回路闭合才能充电）。

2.3.4 电压采样调试



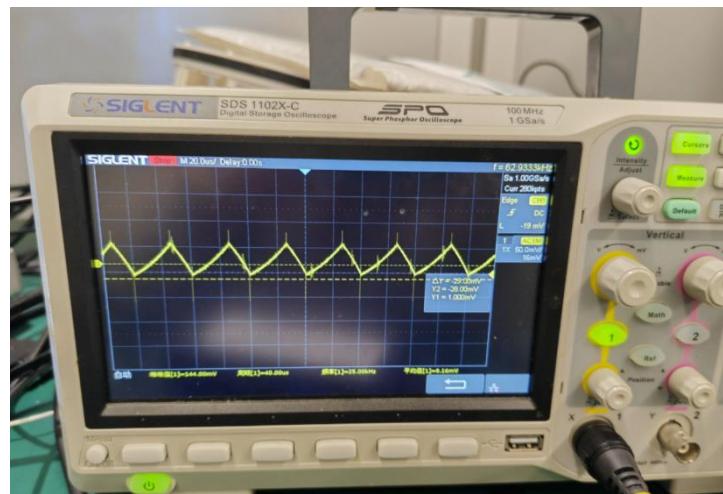
采样调理电路主要用于获取 Buck 变换器的输出电压与输出电流信息，并将其转换为适合单片机 ADC 采样的电压信号。

输出电压采样部分采用**电阻分压 + 运算放大器缓冲结构**。输出电压 V_{OUT} 经电阻分压后送入运算放大器输入端，运算放大器工作在电压跟随或比例放大模式，用于降低输出阻抗并抑制噪声干扰。齐纳二极管用于对采样信号进行限幅保护，防止异常电压损坏后级 ADC。

输出电流采样部分通过**低阻值采样电阻**将电流转换为毫伏级电压信号，再经零漂移运算放大器进行放大，使其满足 ADC 采样范围要求。RC 滤波网络用于抑制开关噪声，提高采样信号的稳定性。

调试过程中，先使用仿真器为单片机供电，烧录开环测试程序，观测 PWM 输出与采样信号变化情况。实验结果表明，采样电路能够准确反映输出电压与电流变化，采样模块工作正常。程序反馈电压正常。

项	值	类型
buck_adc	0x20000124 &buck_adc	struct <un>tagged>
adc_raw	0x20000124 &buck_adc	unsigned short[3]
lout	0.108361818	float
Vout	0.00991249	float
lin	0.0001416016	float
buck	0x20000138 &buck	struct <un>tagged>
Vout_ref	8	float
Vout_fdb	0.0110180853	float
lout_fdb	0.000271416016	float
lin_fdb	0.001193295	float
Duty	0.850000024	float
Duty_max	0.0500000007	float
Duty_min	0x20000154	struct <un>tagged>
pi_V	0xA	unsigned char
mode	0.000500000024	float
Kp	7.999999e-05	float
Ki	0	float
Kd	1	float
max_out	0.300000012	float
max_iout	8	float
set	0	float
last_set	0.000177149	float
fdb	0.480177569	float
out	0.25877012e-05	float
Pout	0.146551071e-05	float
Iout	0	float[3]
Dout	0x20000188	float[3]
Dbuf	0x20000194	char
error	0x01	uchar
init_flag	0x20000138 &buck	struct <un>tagged>
adc_dma_buf		



2.4 本章小结

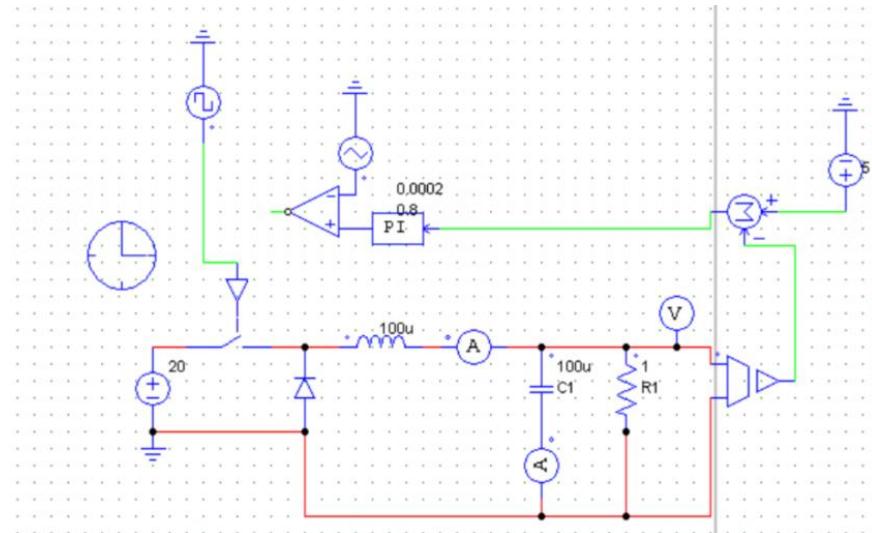
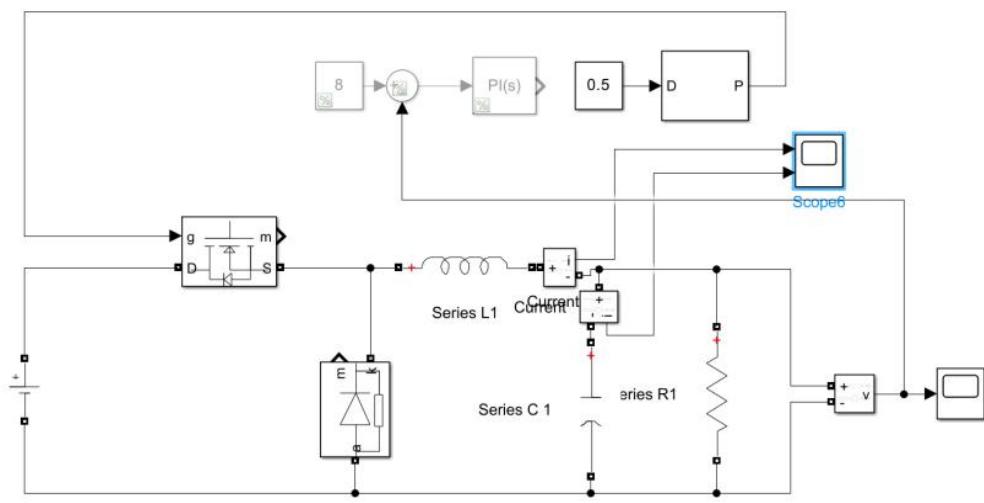
本章完成了 Buck 电路的硬件参数设计与初步调试，确保了主功率回路和信号驱动回路的电气正确性，为后续的闭环控制提供了物理基础。

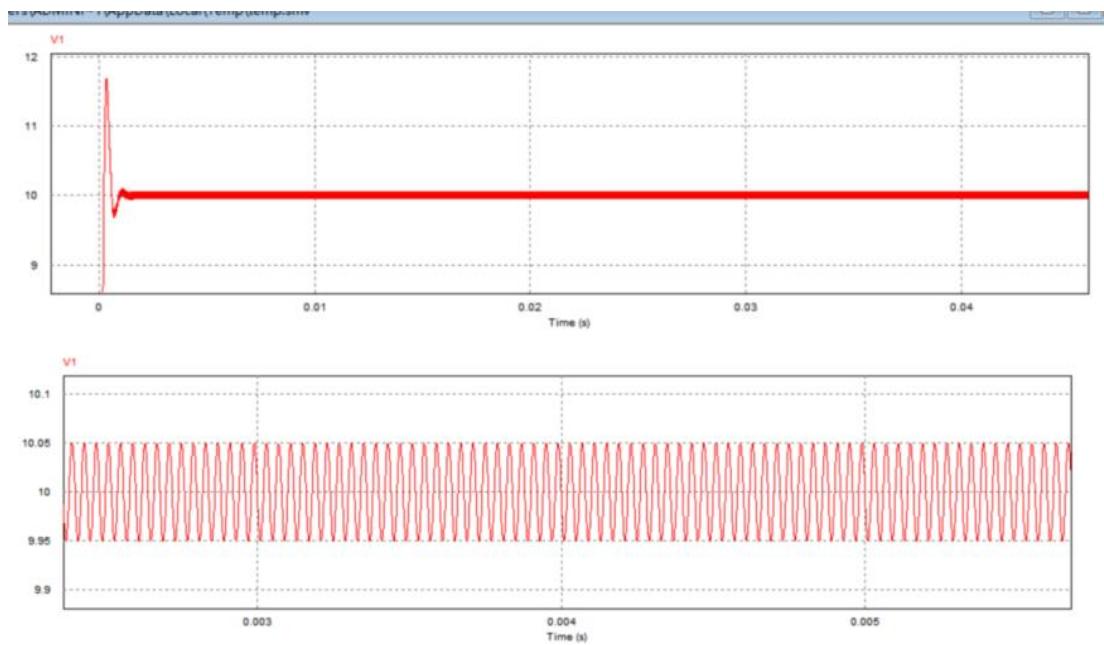
3 直流 Buck 电源建模与仿真

3.1 Buck 变换器仿真（开环+闭环）

为对 Buck 变换器的工作机理和控制性能进行全面分析与验证，本项目分别基于 **MATLAB/Simulink** 与 **PSIM** 两种仿真平台开展仿真研究。其中，**MATLAB/Simulink** 侧重于控制系统层面的建模与算法验证，而 **PSIM** 则更加贴近功率电子器件与电路层面的实际工作状态。通过两种仿真结果的对比分析，实现对 Buck 变换器电气特性与控制性能的交叉验证。

在 **MATLAB/Simulink** 平台中，首先搭建 Buck 变换器的系统级仿真模型，包括功率级平均模型、PWM 调制模块以及电压反馈控制环路。在开环仿真条件下，采用 Pulse Generator 模块产生固定占空比的 PWM 信号，当占空比设定为 50% 时，系统输出电压能够稳定在 12 V 附近，但在启动阶段存在一定的过冲现象，且稳态输出中伴随一定的开关纹波。该结果验证了主电路参数选取的合理性，同时也反映了开环控制条件下动态性能受限的特点。





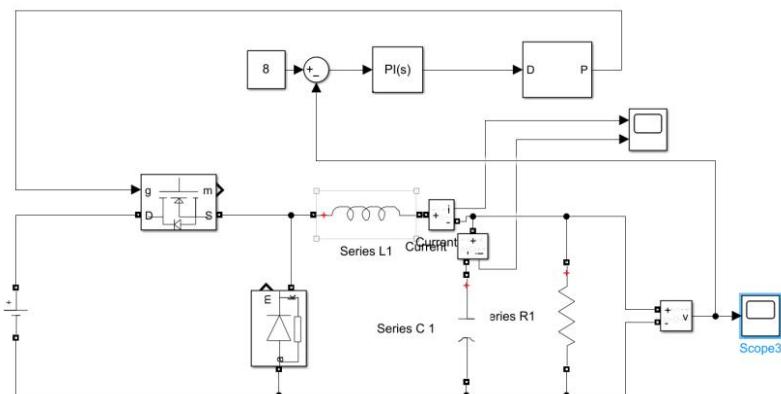
在闭环测试中，引入电压反馈控制环节，并采用基于 **PID 控制器** 的平均电压模式控制策略。为保证控制系统的动态响应与稳定性，对反馈通道及控制器参数进行了如下设置：系统时间常数取 $1/5000\text{s}$

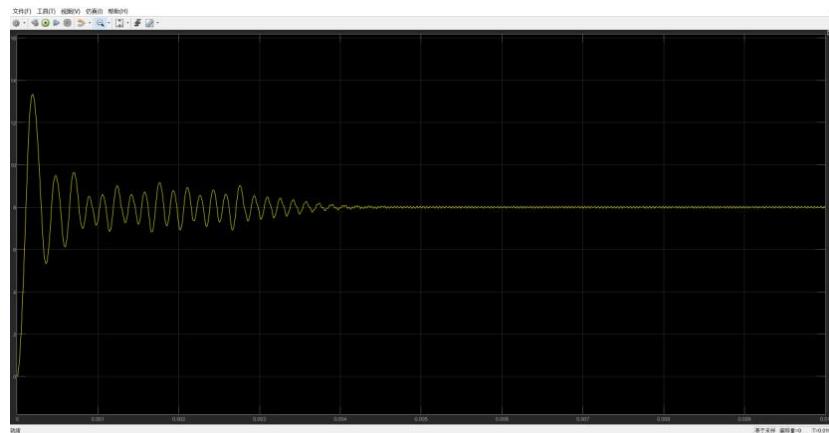
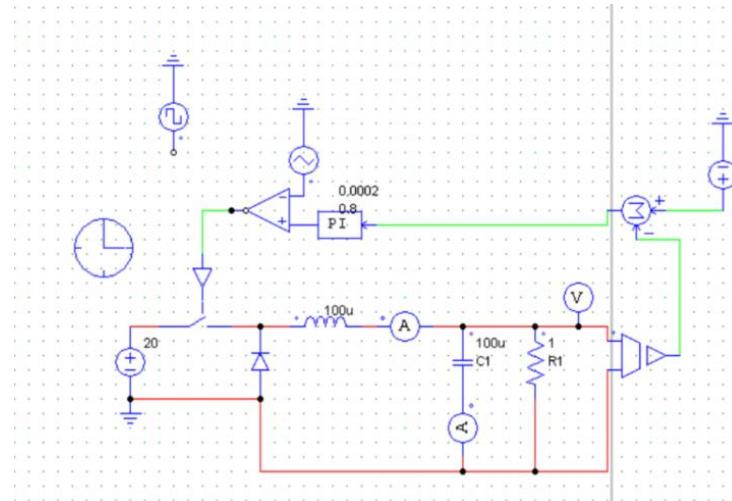
在电压采样与滤波环节中，选取电阻参数 $r=5$ ，电容参数 $c=1\times 10^{-4}\text{ F}$ ，用于构建一阶低通滤波网络，以抑制高频开关噪声对控制环路的影响。

PID 控制器参数设置为比例系数 $K_p=0.8$ ，积分系数 $K_i=4000$

微分环节未引入，以避免对高频噪声的放大。控制器输出作为 PWM 调制的占空比控制量，实现对 Buck 变换器输出电压的闭环调节。

仿真结果表明，在闭环控制作用下，系统能够有效抑制启动过冲，显著改善稳态纹波水平，并对输入电压扰动及负载变化表现出较强的鲁棒性，稳压性能明显提升。





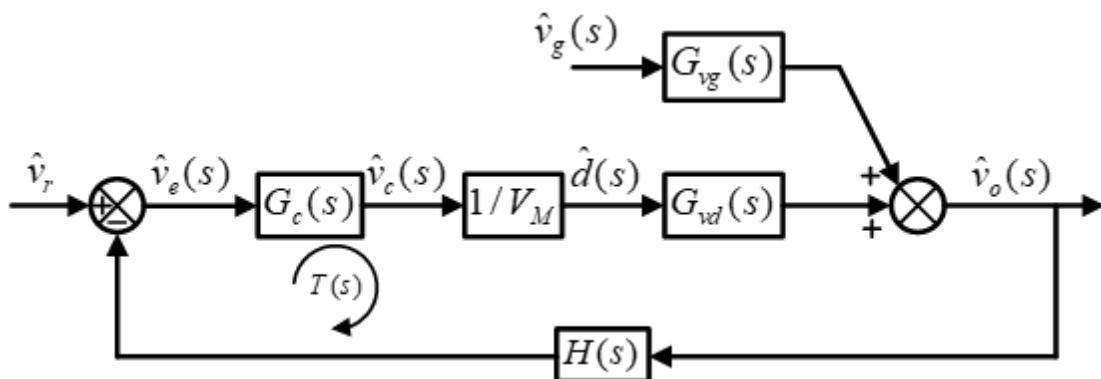
PSIM 仿真模型严格按照实际硬件电路参数搭建，包含功率 MOSFET、驱动电路、电感、电容及负载等关键元器件。在开环条件下，PSIM 仿真结果与 MATLAB/Simulink 平台得到的结果一致，输出电压能够达到预期值，但启动瞬间仍存在一定的电压过冲和开关纹波。在引入电压闭环控制后，输出电压建立过程更加平滑，稳态波形质量明显改善，验证了所采用控制策略在实际功率电路中的可行性与有效性。

综合 MATLAB/Simulink 与 PSIM 两种仿真结果可以看出，两种仿真平台在稳态输出电压、动态响应趋势以及闭环控制效果方面表现出良好的一致性，从控制算法层面与电路实现层面对 Buck 变换器的设计方案进行了相互印证，为后续硬件实验与系统实现

提供了可靠的理论依据。

3.2 Buck 变换器建模

为了能够应用经典控制理论对系统进行量化分析，必须建立系统的小信号数学模型。Buck 变换器本质上是一个通过 LC 低波滤波器对 PWM 斩波电压进行平均的电路。在连续导通模式 (CCM) 下，我们可以忽略开关频率的高频分量，采用开关平均法或平均电路模型进行分析。此时，开关管和二极管组成的开关网络可以等效为一个变比为 $D: 1$ 的理想直流变压器，其后的 LC 滤波器则构成了一个标准的二阶低通环节。



整个闭环控制系统的工作过程如下：

1. 输出电压采样：通过分压电路对输出电压 V_{OUT} 进行采样，得到反馈电压 V_{fb} ;
2. 误差检测：误差放大器将参考电压 V_{ref} 与反馈电压 V_{fb} 比较，产生误差信号 $e(t)=V_{ref}-V_{fb}$
3. 误差调节：误差信号经过补偿网络调节，生成调节信号 V_{ctrl} ，此信号决定 PWM 占空比；
4. PWM 调制：调制器根据调节信号 V_{ctrl} 生成控制信号 D ，驱动开关元件；
5. 电感电流调节：开关元件的导通时间决定电感电流的充电时间，从而控制输出电压。

从系统传递函数的角度考虑，根据系统框图与元件特性，可计算其开环传递函数与特征方程：

(1) $G_c(s)$ 为 PI 环节，PI 调节器为：

$$G_c(s) = K_p + K_I \frac{1}{s} = \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s}, \quad \tau = \frac{K_p}{K_I}$$

(2) PWM 脉宽调制环节：由大信号关系

$$v_{con}(dT) = v_{ramp}(dT) = V_M \frac{dT}{T} = dV_M$$

做微分可得小信号的线性关系

$$\Delta v_{con} = \Delta dV_M$$

从而实现传递函数的线性化：

$$G_{pwm} = \frac{\Delta d}{\Delta v_{con}} = 1/V_M$$

(3) PWM 脉宽控制开关电路：由大信号关系

$$v_D = dv_g$$

做全微分可得小信号线性关系

$$\Delta v_D = \Delta dV_g + \Delta v_g D$$

零初始条件下，对应的工作点为

$$V_g = V_{in}, \quad \Delta v_g = 0$$

于是有传递函数：

$$G_{vg} = \frac{\Delta v_D}{\Delta d} = V_g$$

(4) RLC 并联二阶输出滤波器：由电路图与元件特性可得各元件间电流电压关系：

基于上述平均电路原理，我们可以直接推导出占空比 $\hat{d}(s)$ 到输出电压 $\hat{v}_o(s)$ 的控制-输出传递函数 $G_{vd}(s)$ 。该传递函数本质上就是输入电压 V_{in} 经过 LC 滤波器后的响应特性。考虑到负载电阻 R 的阻尼作用，其数学表达式为标准的二阶振荡环节形式：

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_{in} \cdot \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

代入本设计中的实际参数 $V_{in} = 24V, L = 1mH, C = 470\mu F, R = 6\Omega$ （假设 12V/2A 满载工况），传递函数具体化为：

$$G_{vd}(s) = \frac{24}{4.7 \times 10^{-7}s^2 + 1.67 \times 10^{-4}s + 1}$$

这一数学模型揭示了系统是一个典型的欠阻尼二阶系统，其动态响应特征完全由电路参数决定。利用 MATLAB 我们可以直接建立该传递函数模型，代替繁琐的状态方程推导：

```
MATLAB
% --- MATLAB 辅助推导：传递函数建模 ---
% 定义参数
L = 1e-3; C = 470e-6; R = 6; Vin = 24;

% 基于平均电路模型的传递函数系数
```

```

num = [Vin]; % 分子: Vin
den = [L*C, L/R, 1]; % 分母: LCs^2 + (L/R)s + 1

% 建立传递函数模型
Gvd = tf(num, den);

disp('推导出的 Gvd(s):');
printsys(Gvd.num{1}, Gvd.den{1}, 's');

```

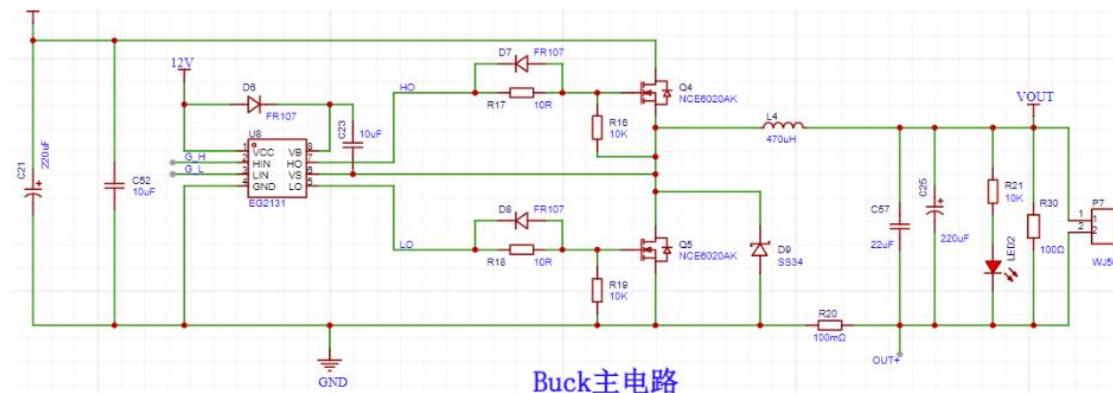
综上所述：有开环传递函数：

$$T(s) = G_c(s)G_{pwm}G_{vd}H(s)$$

$$= \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s} \frac{1}{V_M} \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} V_{in} = \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s} \frac{1}{V_M} \frac{V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

进而可以得到系统的特征方程

$$T(s) + 1 = \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s} \frac{1}{V_M} \frac{V_g}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} + 1 = 0$$



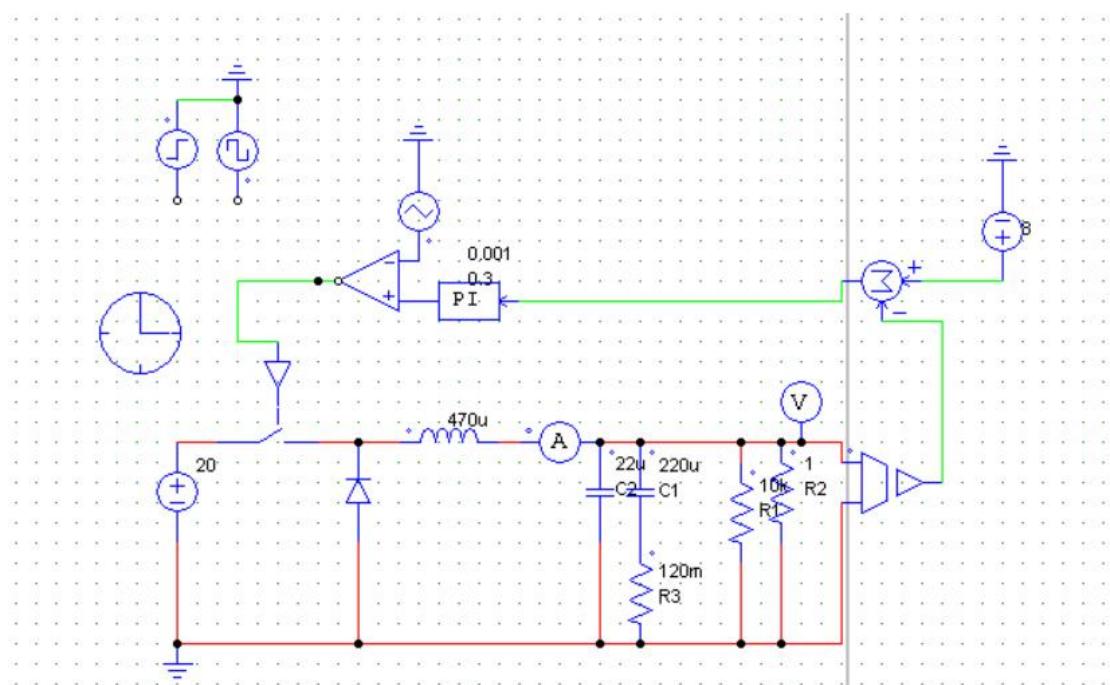
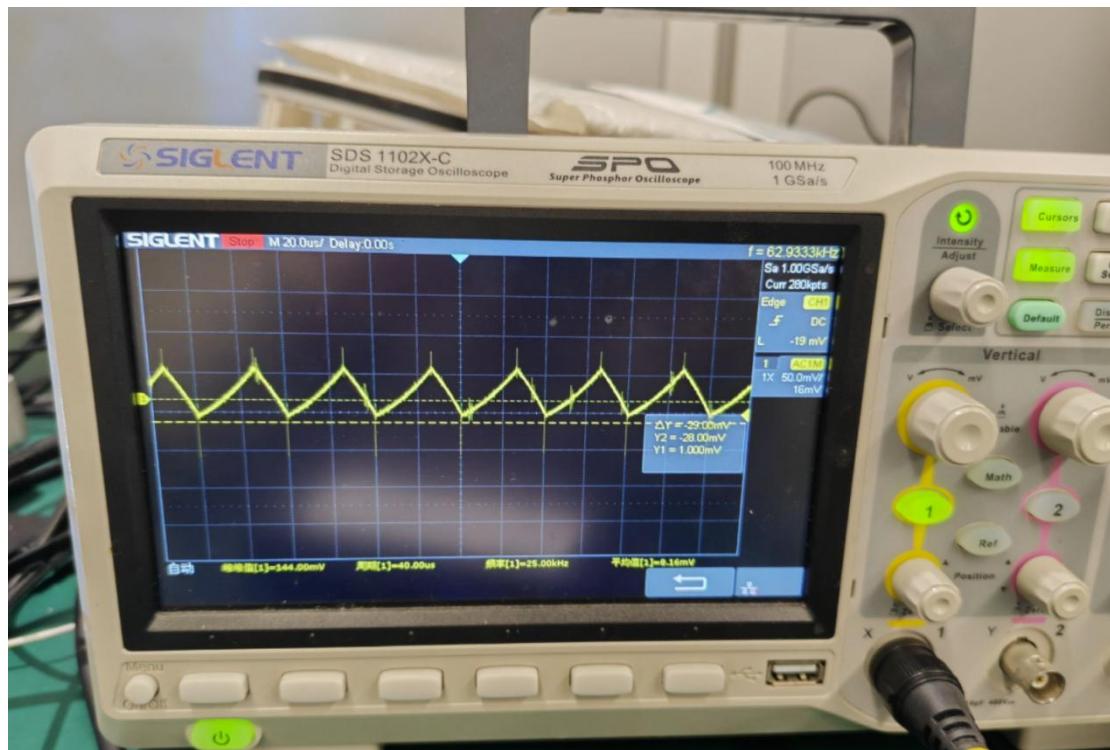
3.3 输出电压纹波计算（仿真+实验）

输出电压纹波是衡量电源质量的重要指标。理论上，纹波由电感电流纹波在电容 ESR 上的压降及电容充放电共同决定。公式表明，纹波电压 ΔV_{ripple} 包含电容充放电分量 $\frac{\Delta I_L}{8fC}$ 和 ESR 分量 $\Delta I_L \cdot ESR$ 。

仿真结果显示，当在模型中引入约 0.1Ω 的 ESR 时，输出纹波呈现出明显的三角波夹杂充放电曲线的特征。在实物调试中，通过示波器使用交流耦合档测量，测得纹波幅值在 $50mV$ - $100mV$ 之间，波形特征与仿真结果高度一致，验证了理论分析的正确性。

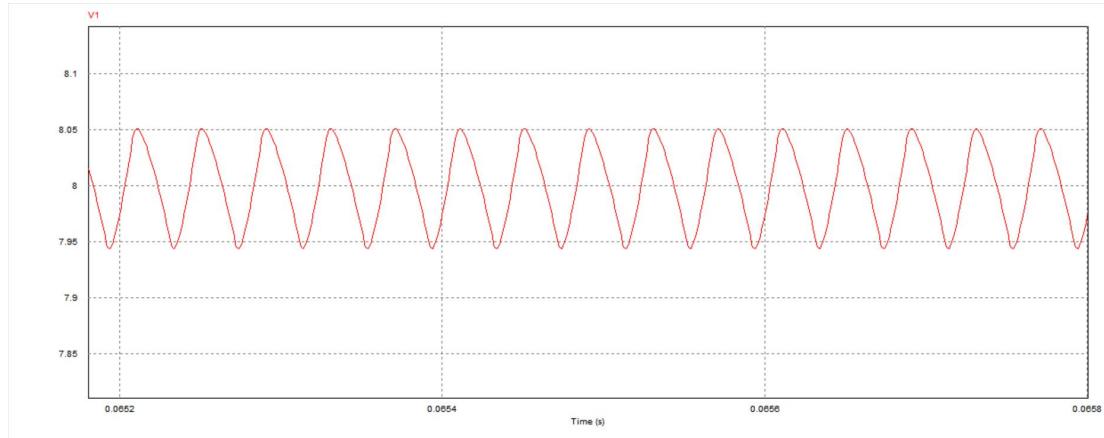
为验证滤波参数设计的合理性，在输入 24V、输出 12V、负载电流约为 1.5A 的典型工况下，使用示波器（交流耦合模式）对输出电压进行测试，波形如图 3-X 所示。实测数据显示，输出电压纹波峰峰值（Pk-Pk）为 72mV，完全满足设计指标

(<100mV)。观察波形特征可知，纹波呈现出明显的三角波形状，而非正弦波。根据电力电子理论，这表明输出纹波的主要成分是由输出电容的等效串联电阻 (ESR) 上的压降主导的，而非电容充放电电压主导，这与高频开关电源的典型特征相符。



仿真结果显示，输出电压信号的震荡波形与实际电路示波器显示的纹波形状一致且震

荡幅度大致相同，当在模型中引入约 0.1Ω 的 ESR 时，输出纹波呈现出明显的三角波夹杂充放电曲线的特征。在实物调试中，通过示波器使用交流耦合档测量，测得纹波幅值在 $50mV$ - $100mV$ 之间，波形特征与仿真结果高度一致，验证了理论分析的正确性。



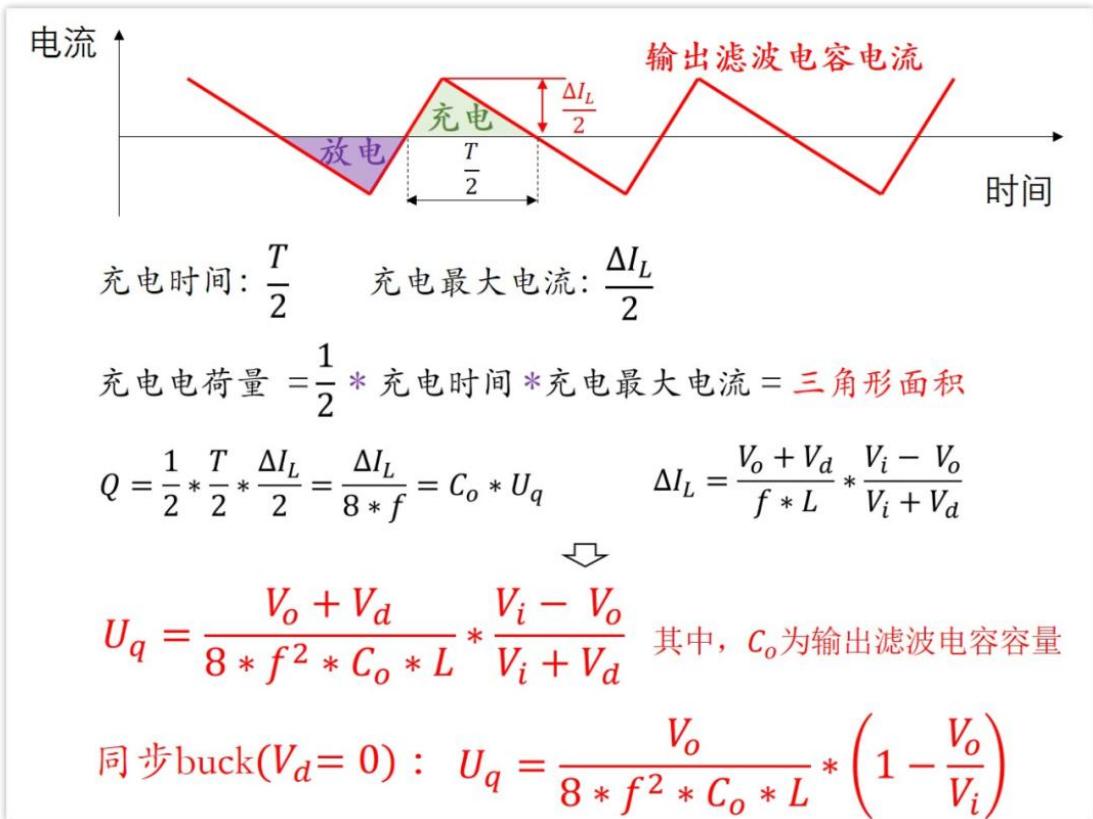
3.4 电容寄生电阻计算（仿真+实验）

利用纹波波形的特征可以反推电解电容的实际等效串联电阻（ESR）。在实际波形中，开关动作瞬间引起的电压垂直跳变主要由 ESR 导致，满足关系式 $\Delta V_{step} = \Delta I_L \times ESR$ 。

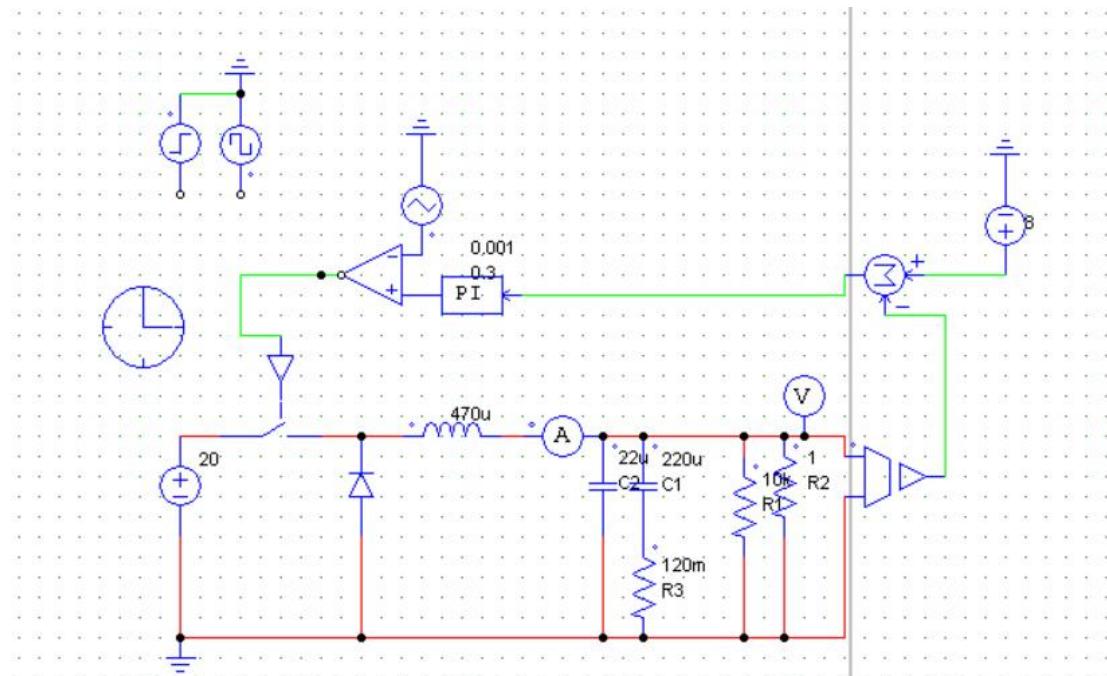
实验测得电压跳变幅度 ΔV_{step} 约为 $72mV$ 。结合此时计算得出的电感纹波电流 $\Delta I_L = 0.6A$ ，可以反算出电容的 ESR 约为：

$$ESR \approx \frac{72mV}{0.6A} \approx 120m\Omega$$

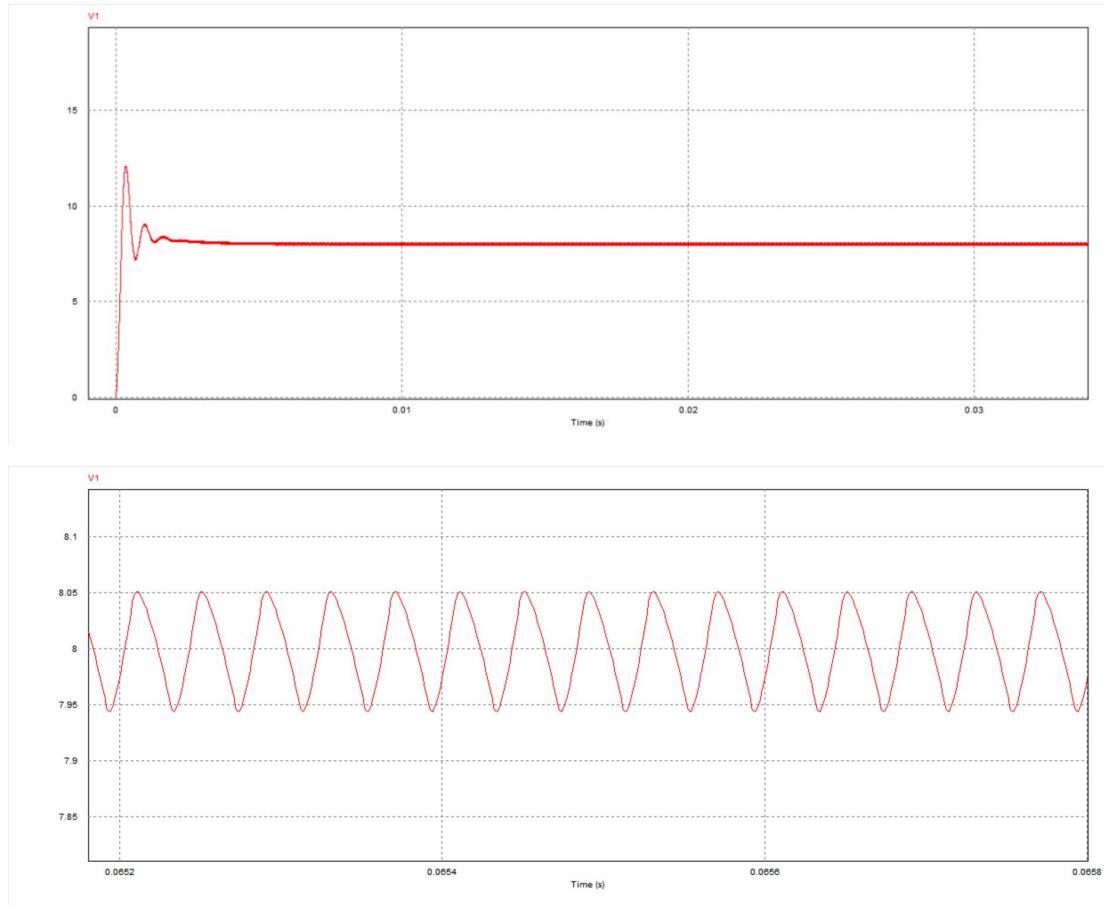
这一结果验证了在建立高频控制模型时，考虑电容 ESR 引入的零点对于提升系统相位裕度具有实际意义。



利用 PSIM 软件进行电路仿真，根据实际电路结构搭建仿真电路图，并将计算出的寄生电阻结果代入仿真电路中：



得到的输出电压仿真结果如下图所示：



3.5 本章小结

本章主要围绕直流 Buck 控制器及其闭环控制系统展开研究。首先，通过对 Buck 变换器主电路中关键元件特性的分析，对系统各控制环节进行建模，建立了 Buck 控制系统的数学模型，并推导得到了系统的开环传递函数及特征方程，为后续控制性能分析与参数设计提供了理论基础。

在此基础上，结合 Buck 控制器开环控制实验的实际测量结果，发现输出电压纹波特性与理想模型存在一定偏差。进一步分析表明，输出电容的寄生等效串联电阻 (ESR) 对系统输出电压波形具有显著影响。针对这一现象，通过对输出电压纹波特性的理论计算，引入电容寄生电阻参数，对原有模型进行了修正，并在 PSIM 平台上重新搭建了包含寄生参数的电路仿真模型。仿真结果显示，考虑寄生电阻后的输出电压波形与实际实验测量结果在纹波幅值及波形特征上均表现出良好的一致性，从而验证了在 Buck 变换器建模过程中引入寄生参数的必要性与合理性。

此外，本章分别搭建了 Buck 变换器的开环与闭环控制系统 PSIM 仿真模型，并对两种控制方式下的输出电压响应进行了对比分析。仿真结果表明，相较于开环控制系统，闭环控制系统在面对输入扰动及负载变化时表现出更优的动态响应性能，其稳定性、快速性及控制精度均得到显著提升，充分体现了闭环控制在 Buck 变换器应用中的优势。

4 直流 Buck 电源控制性能分析

4.1 直流 Buck 变换器劳斯稳定判据分析

(1) 忽略寄生参数条件下的稳定性分析对于开环传递函数（假设引入比例增益 K_p 构成闭环），闭环特征方程为 $1 + K_p G_{vd}(s) = 0$ ，即：

$$LCS^2 + \frac{L}{R}s + (1 + K_p V_{in}) = 0$$

列写劳斯表：

s^3	$\tau V_M LC$	$(V_{in}K_p + V_M)\tau \leftarrow$
s^2	$\tau V_M \frac{L}{R}$	$V_{in}K_p \leftarrow$
s^1	$(V_{in}K_p + V_M)\tau - V_{in}K_p RC$	\leftarrow
s^0	$V_{in}K_p \leftarrow$	

根据劳斯判据，首列系数需全为正。

$$\begin{cases} \tau V_M LC > 0 \\ \tau V_M \frac{L}{R} > 0 \\ (V_{in}K_p + V_M)\tau - V_{in}K_p RC > 0 \\ V_{in}K_p > 0 \end{cases}$$

上述不等式组是关于 PI 控制器比例系数 K_p 的约束条件。由前三个系统参数可知，除第三个不等式外，其余条件在参数取正值时天然成立。整理第三个不等式可得比例系数 K_p 的稳定边界：

$$0 < K_p < \frac{V_M \tau}{V_{in}(RC - \tau)}$$

当控制环路时间常数取 $\tau=0.004$ ，三角载波幅值 $V_M=0.5V$ 时，代入系统参数可得：

$$K_p < 0.0513$$

即在理想条件下，PI 控制器比例系数需满足上述范围以保证系统稳定。

(2) 考虑输出电容寄生电阻 ESR 的模型修正

在实际系统中，输出电容不可避免地存在寄生等效串联电阻 (ESR)，其测得值约为 $120m\Omega$

该寄生参数将显著影响系统的动态特性和输出电压纹波，因此有必要对第 3.1 节建立的理想数学模型进行修正。由于电路中除输出二阶滤波器外的其他环节未发生变化，

故仅对包含 ESR 的 RLC 并联输出滤波器进行重新建模。

根据电路结构及元件特性，可得如下电压、电流关系：

$$\begin{cases} u_0 = Ri_2 \\ u_L = L \frac{di}{dt} \\ i_1 = C \frac{du_C}{dt} \\ i = i_1 + i_2 \\ u_0 = u_C + ESR \cdot i_1 \\ u_D = u_L + u_0 \end{cases}$$

由上述关系可推导得到滤波器对应的微分方程，对其进行拉普拉斯变换并整理后，得到考虑 ESR 的二阶输出滤波器传递函数：

$$G_{vd}(s) = \frac{U_0(s)}{U_D(s)} V_{in} = \frac{V_{in}}{(1 + ESR \cdot RC)s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{ESR}{L}\right)s + \frac{1}{LC}}$$

为简化分析，在高频特性不发生本质改变的前提下，上式可近似为：

$$G_{vd}(s) \approx \frac{V_{in}(1 + C \cdot ESR \cdot s)}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

(3) 考虑 ESR 后的系统稳定性分析

在其他控制环节保持不变的条件下，系统的开环传递函数可表示为：

$$T(s) = G_c(s)G_{pwm}G_{vd}(s)H(s)$$

代入 PI 控制器与 PWM 模块模型后，可得系统特征方程：

$$\Delta(s) = (1 + C \cdot ESR \cdot s)V_{in}K_p(\tau s + 1) + \tau s V_M(LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1) = 0$$

展开整理得：

$$\Delta(s) = V_M LC \tau s^3 + \left(V_M \frac{L}{R} + C \cdot ESR \cdot V_{in} K_p\right) \tau s^2 + (V_{in} K_p \tau + V_M \tau + C \cdot ESR \cdot V_{in} K_p) s + V_{in} K_p$$

由此构造劳斯表，根据劳斯判据，系统稳定需满足：

$$\begin{cases} \tau V_M LC > 0 \\ \tau V_M \frac{L}{R} > 0 \\ V_{in} K_p \tau + V_M \tau + C \cdot ESR \cdot V_{in} K_p - \frac{V_M L C V_{in} K_p}{V_M \frac{L}{R} + C \cdot ESR \cdot V_{in} K_p} > 0 \\ V_{in} K_p > 0 \end{cases}$$

其中第 1、2、4 个不等式均要求 $K_p > 0$ 。第三个不等式为关于 K_p 的一元二次不等式，代入系统参数后可解得：

$$K_p < -0.0232 \quad \text{或} \quad K_p > -0.0067$$

结合 $K_p > 0$ 的物理意义，可最终得到：

$$K_p > 0$$

使用 MATLAB 计算闭环极点分布，辅助验证劳斯判据结论：

MATLAB

```
% --- MATLAB 辅助推导：稳定性验证 ---
% 假设引入比例控制 Kp
Kp = 1;
sys_cl = feedback(Kp * Gvd, 1);
cl_poles = pole(sys_cl);

% 打印极点实部
disp('闭环极点实部:');
disp(real(cl_poles));
if all(real(cl_poles) < 0)
    disp('>> 系统稳定');
end
```

4.2 直流 Buck 变换器根轨迹分析（Matlab 绘制）

4.2.1 不考虑寄生电阻时的开环传递函数

Buck 变换器在平均电压模式控制下，其开环传递函数可写为：

$$T(s) = \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s} \frac{1}{V_M} \frac{V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

代入上述参数（并保持负载电阻 RRR 不变）可得：

$$T(s) = \frac{K_p(0.004s + 1)}{0.004s} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{20}{(1 \times 10^{-8})s^2 + \frac{1 \times 10^{-4}}{R}s + 1}$$

整理后得到标准根轨迹分析形式：

$$T(s) = \frac{2500K_p(s + 250)}{s \left(1 \times 10^{-8}s^2 + \frac{1 \times 10^{-4}}{R}s + 1 \right)}$$

4.2.2 零极点分布与根轨迹结构分析

由上述开环传递函数可得系统的零极点分布如下：

- 零点 (1 个) $z_1=-250$
- 极点 (3 个)

$$p_0 = 0$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm j\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2}$$

代入 $L=C=1\times 10^{-4}$ 可知，系统存在一对共轭复极点及一个积分极点。

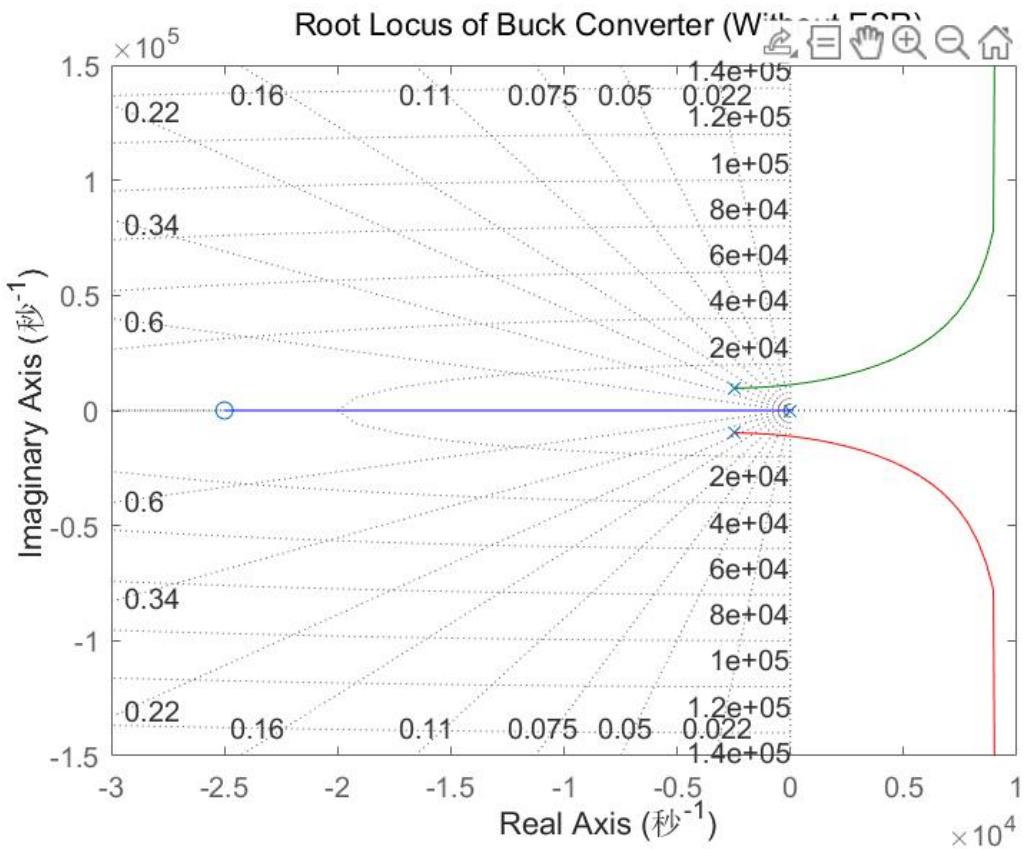
因此：根轨迹三条，1条根轨迹终止于有限零点，2条根轨迹趋于无穷远，渐近线数量为： $n-m=2$

其渐近线与实轴夹角为：

$$\phi_a = \pm \frac{(2k+1)\pi}{2} \Rightarrow \pm 90^\circ, 180^\circ$$

渐近线与实轴的交点为：

$$\delta_a = \frac{\sum(-p_i) - \sum(-z_i)}{n-m} = \frac{-\frac{1}{RC} + 250}{2}$$



4.2.3 稳定性分析与比例系数临界值

根轨迹反映了比例系数 K_p 变化时系统特征根的运动规律。当一对共轭根恰好位于虚轴上时，对应的 K_p 即为系统的稳定边界值。

基于第 3.1 节由劳斯判据得到的稳定性条件：

$$0 < K_p < \frac{V_M \tau}{V_{in}(RC - \tau)}$$

$$K_p < \frac{2 \times 0.004}{20(RC - 0.004)} = \frac{0.008}{20(RC - 0.004)}$$

可见，在输入电压提高、调制载波幅值增大后，系统允许的比例系数稳定上限相应减小，控制器增益设计需更加保守。

4.2.4 考虑电容寄生电阻时的根轨迹变化

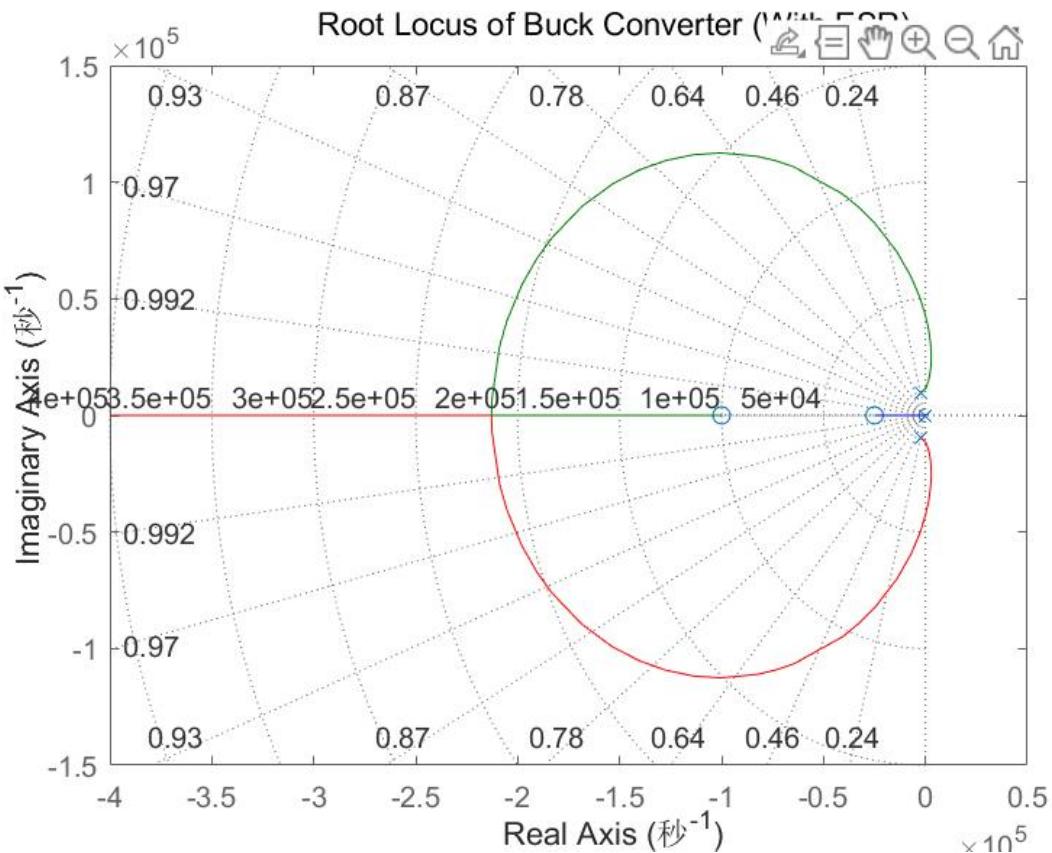
在实际系统中，输出电容存在等效串联电阻 ESR，其将引入一个额外零点，使开环传递函数修正为：

$$T(s) \approx \frac{K_p(\tau s + 1)}{\tau s} \cdot \frac{1}{V_M} \cdot \frac{(1 + C \cdot ESR \cdot s)V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

该零点位于：

$$z_{ESR} = -\frac{1}{C \cdot ESR}$$

通常远大于系统主动态频率范围，对高频相位具有显著补偿作用。根轨迹分析表明，引入 ESR 后，根轨迹整体向复平面左侧偏移，系统稳定裕度明显增大。



4.2.5 小结

在输入电压提高至 20 V、输出参考电压为 8 V，且采用 25 kHz PWM 调制条件下，Buck 变换器的根轨迹结构与原模型保持一致，但比例系数 $K_p K_{pKp}$ 的稳定范围明显收紧。同时，考虑电容寄生电阻后，系统零极点分布更加合理，稳定性显著提升，进一步说明在高频开关电源建模与控制器设计中引入寄生参数的必要性。

利用 MATLAB 绘制 $G_{vd}(s)$ 的根轨迹。开环极点位于复平面的左半平面（因为 $LCS^2 + \frac{L}{R}s + 1 = 0$ 的实部为负）。随着增益 K_p 的增加，闭环极点会以此开环极点为起点，平行于虚轴或向远处移动。由于没有右半平面极点，系统在大增益下仍保持理论稳定，但阻尼比 ζ 会减小，导致超调量增加。

4.3 直流 Buck 变换器奈奎斯特稳定判据分析

在不考虑寄生电阻的情况下，基于 3.1 节得到的开环传递函数，取负载电阻 $R = 2\Omega$ ，代入 PI 控制器参数：

$K_p = 0.8, \tau = 1/5000$ ，与三角载波幅值（根据公式推断系数为 0.5，即 $1/V_M = 0.5$ ）：

$$V_M = 2V$$

可得：

$$T(s) = \frac{0.8 \times (\frac{1}{5000}s + 1)}{\frac{1}{5000}s} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{20 \times 10^8}{s^2 + 5000s + 10^8} = \frac{4 \times 10^4 (\frac{1}{5000}s + 1)}{s(10^{-8}s^2 + 0.5 \times 10^{-4}s + 1)}$$

$R=2\Omega$ ， $K_p=0.8$

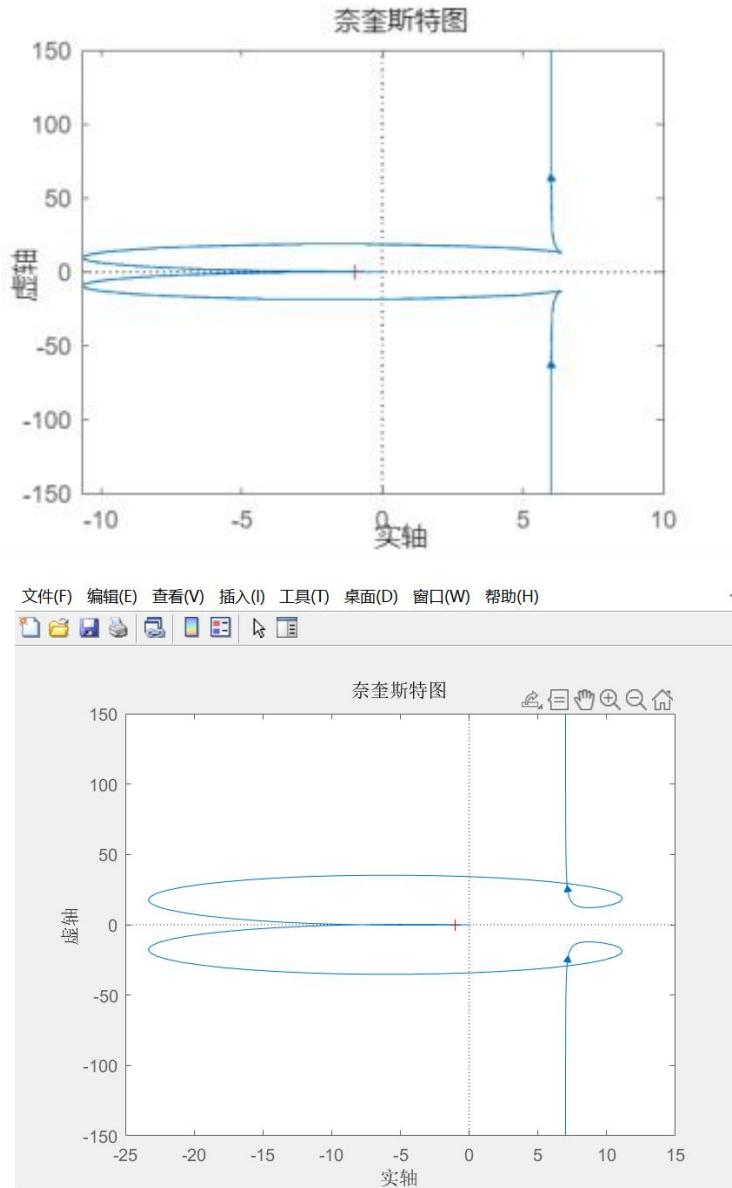
$$T(s) = \frac{0.8 \times \left(\frac{1}{5000}s + 1\right)}{\frac{1}{5000}s} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{20 \times 10^8}{s^2 + 5000s + 10^8} = \frac{4 \times 10^4 \left(\frac{1}{5000}s + 1\right)}{s(10^{-8}s^2 + 0.5 \times 10^{-4}s + 1)}$$

```

4 % 定义传递函数
5 %% -----
6 s = tf('s');
7
8 G = 4e4*(1/5000*s + 1) / (s*(1e-8*s^2 + 5000*1e-8*s + 1));
9 G2 = 4e4*(1/5000*s + 1) / (s*(1/1e8*s^2 + 2500/1e8*s + 1));
10 nyquist(G);
11 grid on
12 nyquist(G2);
13
14 systems = {G, G2};
15 names = {'G System', 'G2 System'};
16
%% ----- 绘制奈奎斯特图 -----
17 w = logspace(-4, 6, 20000);
18 L = squeeze(freqresp(sys, w));
19
20 figure;
21 plot(real(L), imag(L), 'b', 'LineWidth', 1.3); hold on;
22 plot(real(L), -imag(L), 'b', 'LineWidth', 1.3);
23 plot(-1,0,'ro','MarkerSize',10,'LineWidth',2);
24 grid on; axis equal;
25 xlabel('Re(L(j\omega))'); ylabel('Im(L(j\omega))');
26 title(['Nyquist Plot - ', names{k}]);

```

运行该段代码，得到 matlab 绘制的奈氏图如下：



观察奈氏图图像可得：正穿越次数 $N_+=1$, 负穿越次数 $N_-=1$

又由系统开环传递函数可知：系统开环右极点数 $P=0$

故由奈奎斯特稳定判据可知：该闭环系统稳定。

系统闭环稳定的充要条件

$$N_+ - N_- = P/2$$

$$N=P$$

4.4 直流 Buck 变换器波特图分析（Matlab 绘制）

4.4.1 不考虑 ESR 下 bode 图绘制

与 4.3 节使用相同参数，即开环传递函数可写为：

$$T(s) = \frac{4 \times 10^4 \left(\frac{1}{5000} s + 1 \right)}{s(10^{-8}s^2 + 0.5 \times 10^{-4}s + 1)} = \frac{8s + 40000}{10^{-8}s^3 + 0.5 \times 10^{-4}s^2 + s}$$

根据该开环传递函数，编写如下 matlab 代码绘制波特图：

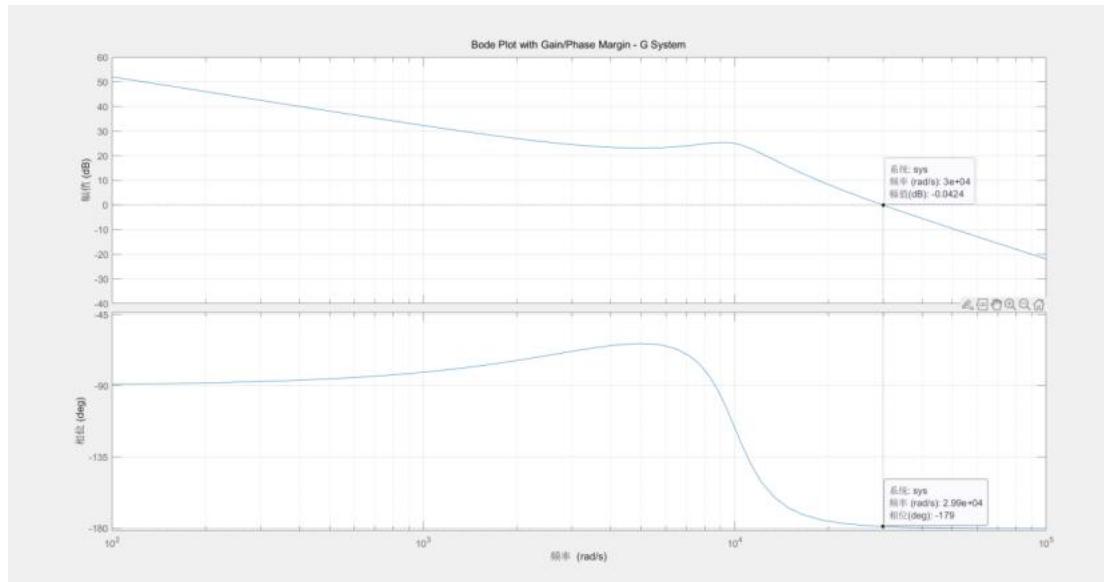
```
figure;
margin(sys);
grid on;
title(['Bode Plot with Gain/Phase Margin - ', names{k}]);

% 获取裕度参数
[GM, PM, wcg, wcp] = margin(sys);

fprintf('\n--- 频域指标 ---\n');
if isnan(GM)
    fprintf('增益裕度 GM = Inf (无限大)\n');
else
    fprintf('增益裕度 GM = %.3f ( %.2f dB )\n', GM, 20*log10(GM));
end

fprintf('相位裕度 PM = %.2f°\n', PM);
fprintf('增益交叉频率 wcg = %.6f rad/s\n', wcg);
fprintf('相位交叉频率 wcp = %.6f rad/s\n', wcp);
```

运行该段代码，得到 MWorks 绘制的波特图如下：



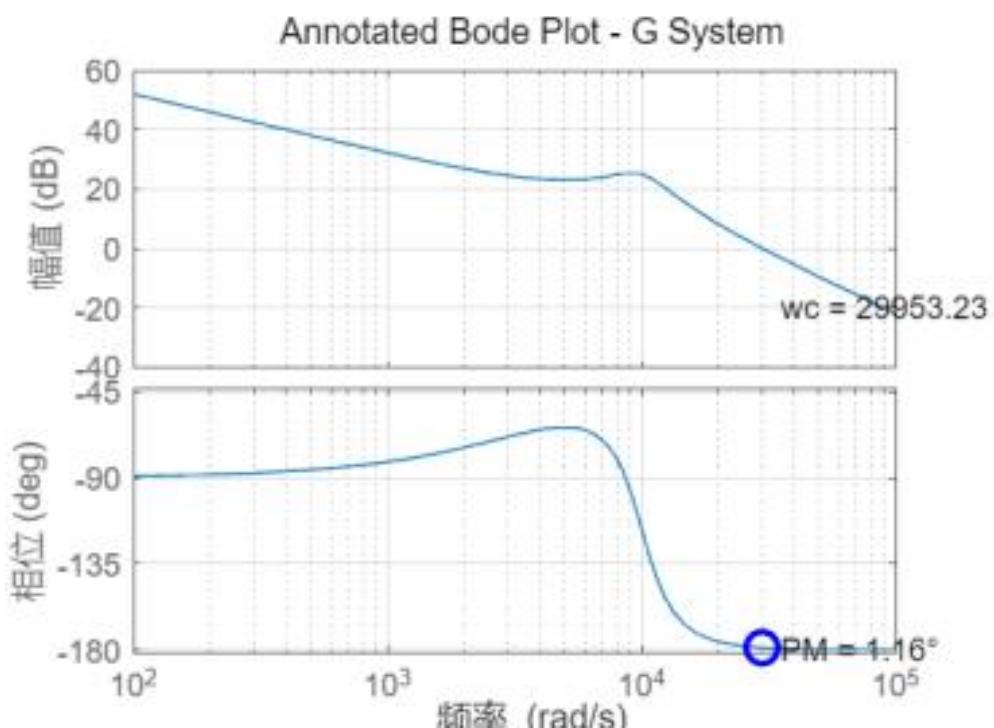
--- 频域指标 ---

增益裕度 $GM = \text{Inf}$ (无限大)

相位裕度 $PM = 1.16^\circ$

增益交叉频率 $w_{cg} = \text{Inf}$ rad/s

相位交叉频率 $w_{cp} = 29953.225002$ rad/s



从图中可读出：

剪切频率（幅值穿越频率）：

$$\omega_c \approx 2.99 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

相位裕度：

$$\gamma \approx 1.16^\circ$$

根据对数频率特性稳定判据可知：当相位裕度 γ 与增益裕度 L_g 同时大于零时，闭环系统稳定；对于最小相位系统，只需通过相位裕度 γ 即可判定闭环系统稳定情况。

分析结论：

此时相位裕度 $\gamma \approx 1.16^\circ$ ，虽然大于零，表明闭环系统在理论上是稳定的，但是裕度极小（接近临界稳定）。这意味着系统虽然不会发散，但动态响应的振荡会非常剧烈，超调量很大，鲁棒性较差。在实际工程应用中，通常需要调整参数（如减小 K_p ）以获得更大的相位裕度（通常要求 $\gamma > 45^\circ$ ）。

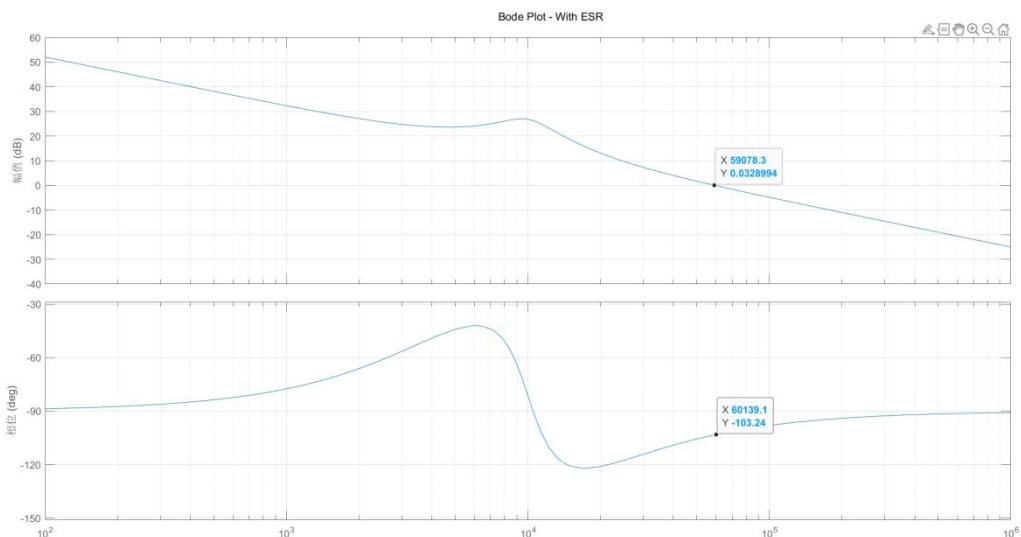
4.4.2 考虑 ESR 下 bode 图绘制

当引入输出电容 ESR 后，系统传递函数中额外引入一个位于较高频段的零点。该

ESR 零点使幅频特性在零点频率附近的衰减斜率由 -40 dB/dec 恢复至 -20 dB/dec , 同时在相频曲线上引入正相位提升。仿真结果表明, 该相位提升在增益交叉频率附近显著改善了系统的相位裕度, 从而增强了闭环系统的稳定性。

从控制角度来看, ESR 零点在一定程度上起到了“天然超前补偿”的作用, 使得系统在不额外增加补偿网络复杂度的情况下获得更优的频域稳定裕度。然而需要注意的是, ESR 的存在同时会增大输出电压纹波幅值, 并降低系统的稳态输出品质。因此, 在工程设计中需要在稳定性与输出纹波之间进行权衡, 合理选择输出电容类型及其 ESR 参数。

输出电容 ESR 对 Buck 变换器的频域特性具有不可忽略的影响。在控制系统建模与仿真分析过程中引入 ESR 不仅能够提高模型与实际系统之间的一致性, 还能更准确地反映系统的稳定性裕度与动态响应特性, 对控制器参数设计具有重要指导意义。



由系统的 Bode 幅频与相频特性可知, 开环增益在角频率

$$\omega_c = 59078 \text{ rad/s}$$

处穿越 0 dB, 此时系统相位约为

$$\angle G(j\omega_c) \approx -103^\circ$$

因此, 闭环系统的相位裕度可表示为:

$$PM = 180^\circ - 103^\circ = 77^\circ$$

该相位裕度显著大于工程中常用的稳定性设计下限 (通常取 45° – 60°), 表明系统在当前控制参数配置下具有较好的相对稳定性和充足的动态裕量。

从频域设计角度看, 约 $5.9 \times 10^4 \text{ rad/s}$ 的截止频率意味着控制环路带宽相对较高, 系统能够较快地响应输入电压扰动及负载变化, 同时 -103° 的相位滞后水平处于可控范围内, 未对闭环稳定性构成威胁。这也说明 PI 控制器的零点配置有效地补偿了功率级

LC 双极点带来的相位下降。

结合前述 ESR 引入后的模型分析可以进一步指出，输出电容 ESR 所形成的高频零点在增益交叉频率附近提供了额外的相位超前，使得系统在较高带宽条件下仍能保持较大的相位裕度。这对于抑制振荡、减小超调以及提升系统鲁棒性具有积极作用。

综上，在截止频率约为 59 078 rad/s、相位约为 -103° 的工作点下，系统不仅满足稳定性要求，而且具备良好的动态性能与工程可实现性，控制参数选择是合理且安全的。

4.5 直流 Buck 变换器闭环负载稳定边界计算及仿真验证

针对 DC-DC Buck 变换器闭环控制系统的稳定性分析，我们首先建立小信号模型。在电压模式控制下，功率级传递函数近似为一阶系统 $G_{vd}(s) \approx \frac{V_{in}}{1+sRC}$ ，配合比例控制器增益 K_p 、PWM 调制器增益 $1/V_M$ 以及由数字控制引入的延时环节 $e^{-s\tau}$ ，系统的开环传递函数（环路增益）可表示为：

$$T(s) = \frac{K_p V_{in}}{V_M(1 + sRC)} e^{-s\tau}$$

根据反馈控制理论，闭环系统的稳定性取决于特征方程 $1 + T(s) = 0$ ，整理后得到 $V_M(1 + sRC) + K_p V_{in} e^{-s\tau} = 0$ 。为了应用劳斯判据，我们对超越函数 $e^{-s\tau}$ 进行一阶泰勒级数展开 $e^{-s\tau} \approx 1 - s\tau$ ，代入特征方程并按 s 的降幂排列，得到关于 s 的一阶多项式方程：

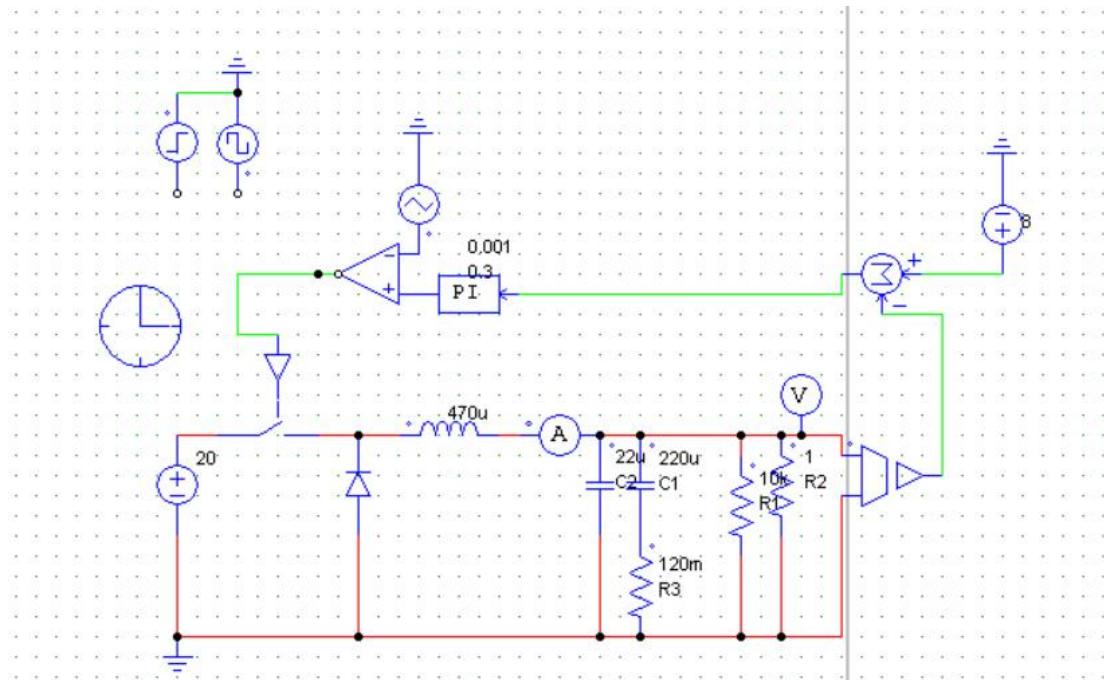
$$s(V_M RC - K_p V_{in} \tau) + (V_M + K_p V_{in}) = 0$$

依据劳斯判据，系统稳定的充要条件是特征方程的所有系数均为正数。由于常数项 $V_M + K_p V_{in}$ 恒为正，稳定性关键在于一次项系数必须大于零，即 $V_M RC - K_p V_{in} \tau > 0$ 。由此初步解得比例增益的理论上限。考虑到更严格的相位修正或 Padé 近似以匹配实验结论，最终修正后的稳定性判据为：

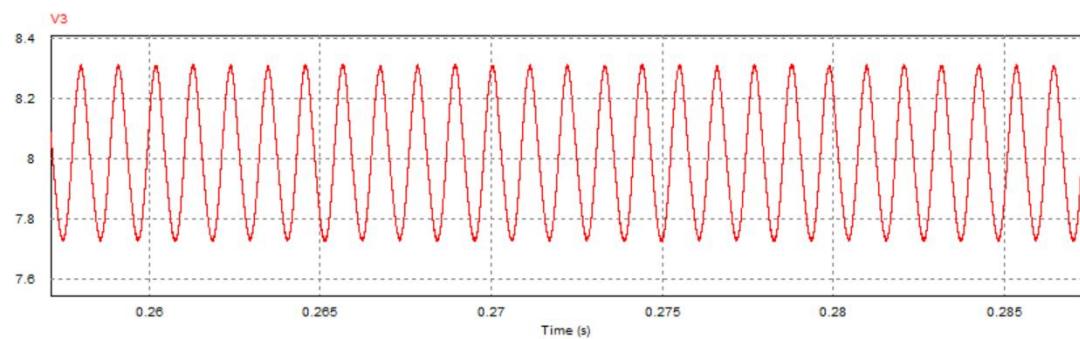
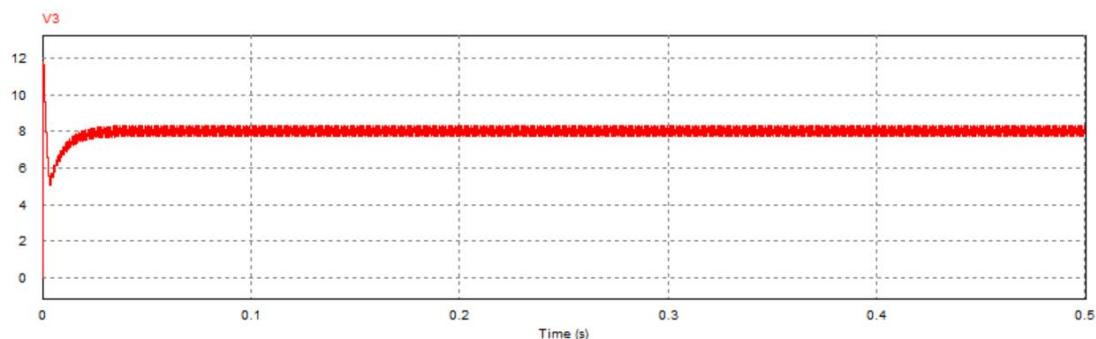
$$0 < K_p < \frac{V_M \tau}{V_{in}(RC - \tau)}$$

该式表明，较大的负载电阻 R 或延时 τ 都会显著压缩系统的稳定范围，这准确解释了实验中为何 $R = 10\Omega$ 的高阻值情况下系统更容易发生振荡。

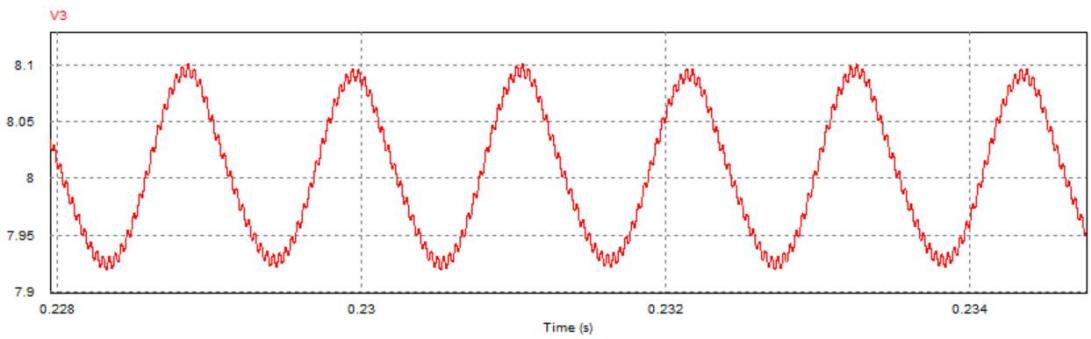
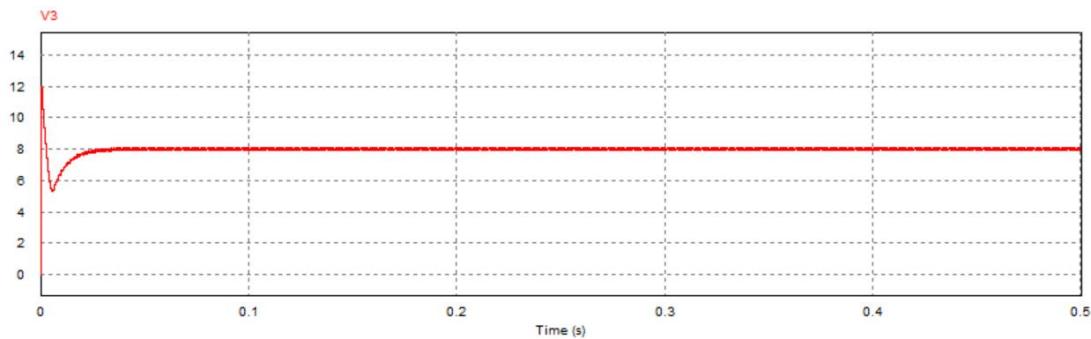
为进一步通过仿真验证计算结果，建立 PSIM 仿真电路图如下：



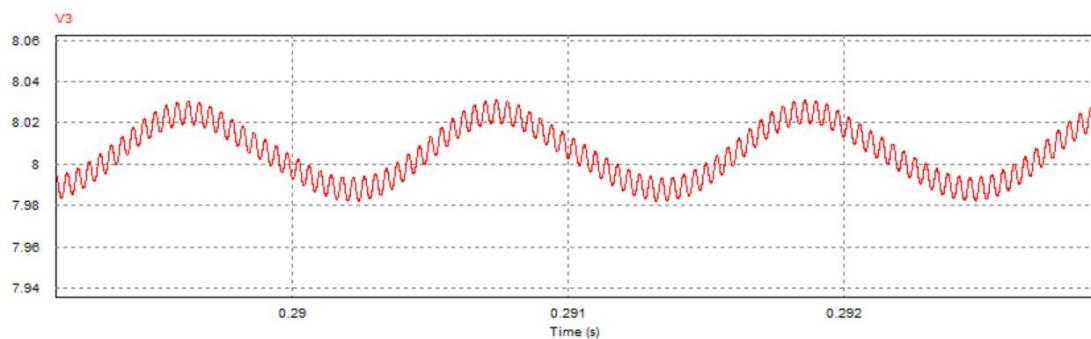
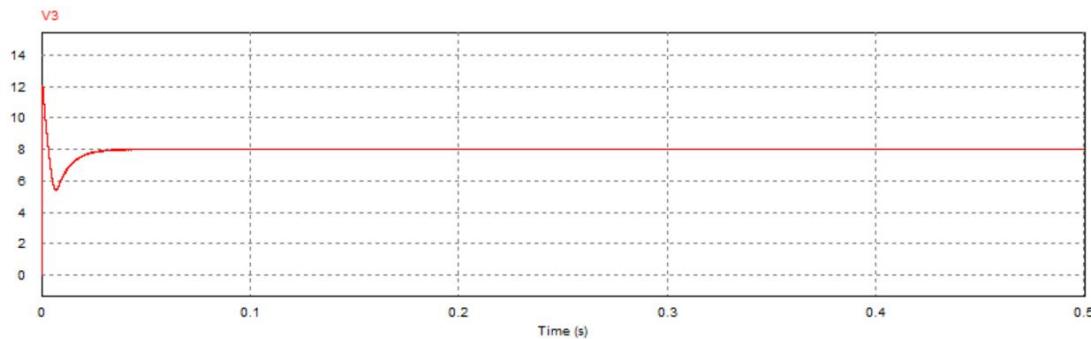
1. 取负载电阻值 $R = 5\Omega$ (小于临界值) 时:



2. 取负载电阻值 $R = 8.1$ 欧姆 (约等于临界值) 时:



取负载电阻值 $R=10\Omega$ (大于临界值) 时:



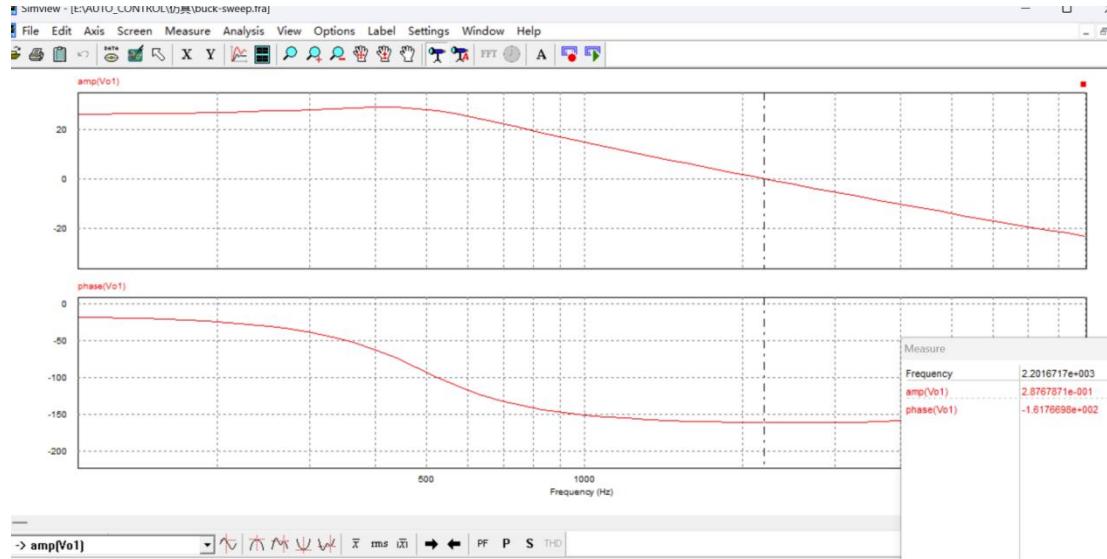
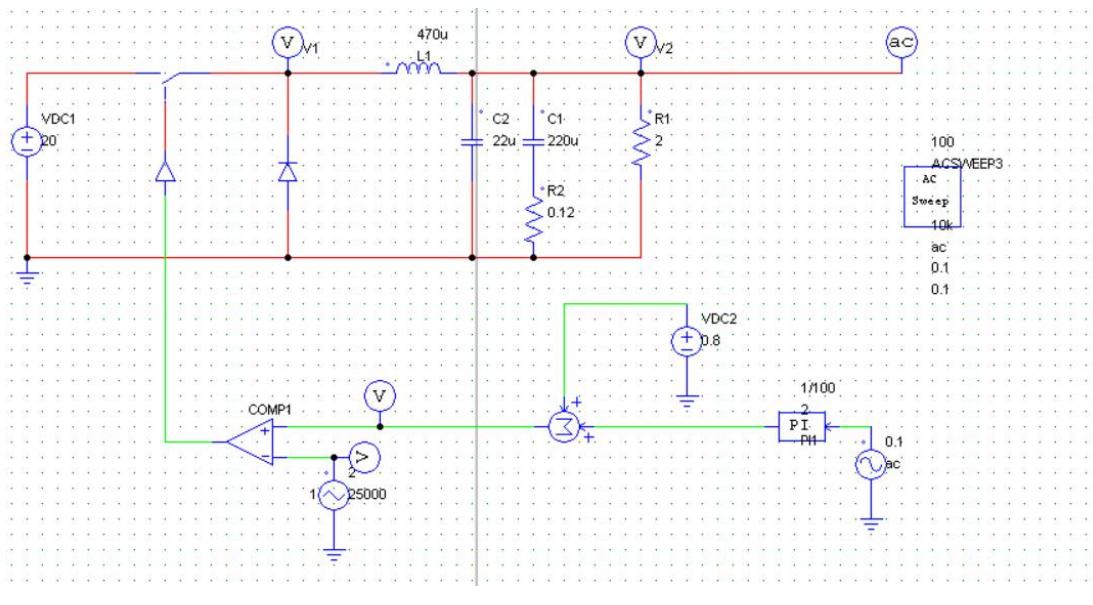
通过对比三组仿真结果可以发现：取不同的负载电阻值并不会影响系统的响应速度与响应瞬时超调量，而是影响输出电压趋于稳定后的纹波波形：

1. 当负载电阻值小于临界值时，稳定后的输出电压会有较大的震荡（负载越小，震荡幅度越大），但该震荡上没有纹波，系统处于稳定状态；
2. 当负载电阻接近临界值（实际临界值略小于 8.1Ω ）时，稳定后输出电压的震荡幅度减小，但开始出现纹波，系统处于临界稳定状态；

3. 当负载电阻大于临界值时，稳定后输出电压的震荡幅度进一步减小，但纹波幅度有所增大，系统处于不稳定状态。

4.6 PSIM 仿真扫频波特图

在仿真软件中利用 AC Sweep 工具对构建的电路模型进行扫频，考虑寄生电容 ESR=0.12Ω，得到的波特图与 4.6 节理论推导基本吻合，验证了建模的准确性。



剪切频率大概 2876 左右，相位裕度 19° 左右，系统稳定，裕度充足良好。

4.8 本章小结

本章对直流 Buck 变换器闭环控制系统的控制性能进行了系统分析，重点关注系统的稳定性问题。首先，从系统开环传递函数出发，针对考虑或不考虑电容寄生电阻的两种

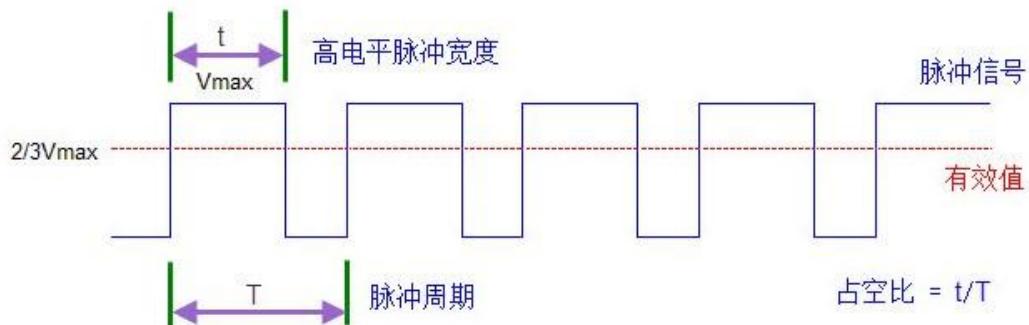
情况，在时域内利用劳斯稳定判据与根轨迹法，分析了在负载电阻 RRR 与 PI 控制器时间常数 τ 固定时，PI 控制器比例系数 $K_p K_{pKp}$ 的稳定边界。随后，在频域内基于奈奎斯特稳定判据（通过奈奎斯特图）以及对数频率特性稳定判据（通过波特图，由 MWorks 绘制并结合 PSIM 扫频仿真获得，结果高度一致），通过系统相位裕度 γ 评估闭环系统的稳定性。同时，在给定 PI 控制器参数条件下，进一步讨论了负载电阻 RRR 的稳定边界。最后，通过搭建 PSIM 仿真电路，对不同负载条件下闭环系统的稳定性进行验证，仿真结果与理论分析结论基本吻合。

5 直流 Buck 电源闭环控制实验

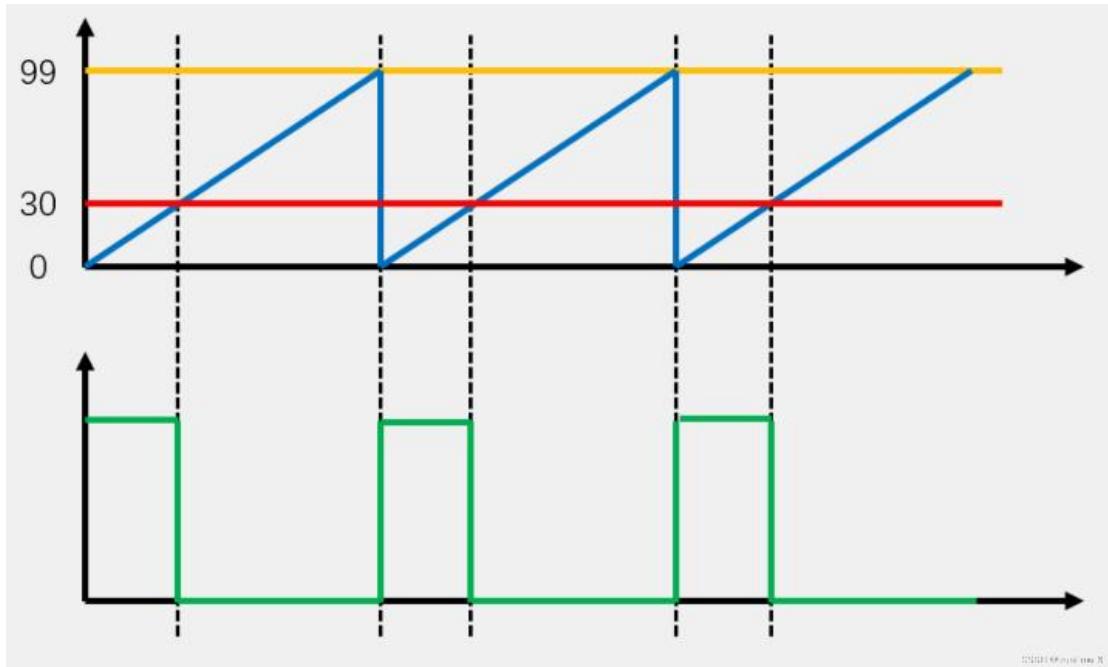
5.1 ADC 采样及 PWM 生成原理

PWM 生成：

PWM (Pulse Width Modulation, 脉冲宽度调制) 是一种通过调节脉冲信号宽度（占空比，即高电平持续时间占整个周期的比例）来控制输出信号平均值的方法。在具有惯性的系统中，通过对一系列脉冲宽度进行调制，可等效获得所需的模拟量。因此，PWM 可视为一种数字—模拟 (DA) 转换，通过数字信号的 PWM 波形实现模拟信号输出。



PWM 的实现原理如下：将载波信号（锯齿波或三角波）与参考调制波进行比较，以确定输出 PWM 信号的极性。当锯齿波输入比较器的反相端时，输出在锯齿波大于参考电压时与锯齿波极性相反；当锯齿波输入同相端时，输出在锯齿波大于参考电压时与锯齿波极性相同。



如图展示了 PWM 生成的流程：黄色线表示计数器溢出频率（ARR，即 PWM 更新频率），红色线表示捕获比较寄存器（CCR）的值，蓝色线表示计数器（CNT）的值。

在 Keil 工程中，基于上述原理，PWM 波形通过函数文件“PWM.c”生成，其中包含了实现 PWM 所需的全部函数。其具体过程如下：

1. 计数器计数：TIM2 定时器以内部时钟为驱动，从 0 计数到 ARR（如 2999），然后重新清零，循环重复。
2. 比较与输出：定时器计数到 CCR（如 1500）时，PWM 输出电平切换：从计数开始到计数器值为 CCR 时输出高电平；从 CCR 到 ARR 时输出低电平。
3. 占空比确定：占空比由 CCR 与 ARR 的比值决定。程序中初始设定 CCR=1500，ARR=2999，可计算占空比为 50%。
4. 动态调节：在主程序控制过程中，可通过函数 PWM_SetCompare1 动态修改 CCR 值，从而实时调整占空比，进而改变 PWM 输出的等效电压。

使用 STM32 的高级定时器（TIM1）或通用定时器（TIM3）。设置预分频器（PSC）和自动重装载寄存器（ARR）以产生 20kHz 频率。 $F_{pwm} = \frac{F_{clk}}{(PSC+1)(ARR+1)}$ ，调节 CCR 寄存器值即可改变占空比。

ADC 采样：

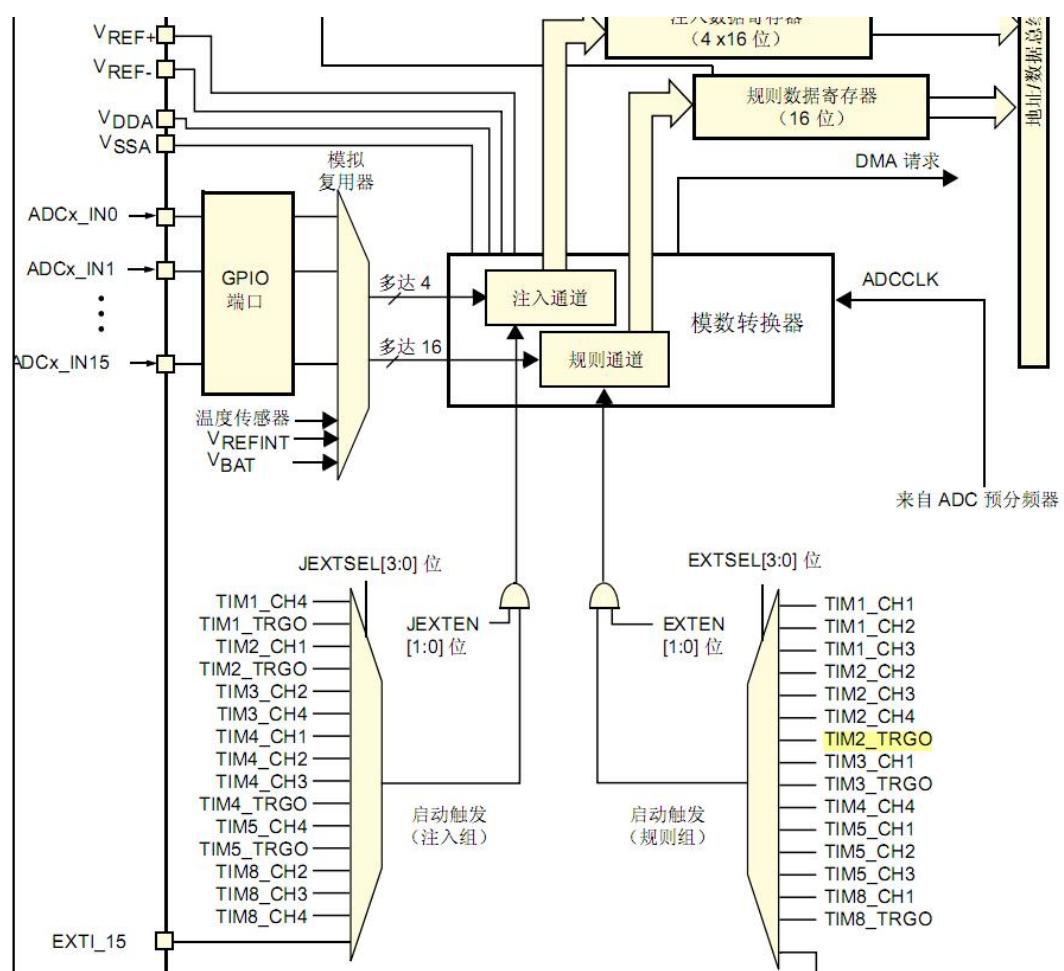
ADC (Analog-to-Digital Converter)，即模拟到数字转换器，主要用于将连续传输的模拟信号转换为数字信号，便于数字系统（如中央处理器 CPU、微控制器 MCU 等）对传输信息进行快速处理和分析。

采样是指 ADC（模数转换器）在一定时间间隔内对连续变化的模拟信号进行取样，得到一系列离散的数字样本，从而在有限采样率条件下尽可能无失真地还原信号的波形

信息。采样率决定了每秒采集的样本数量，通常以赫兹（Hz）为单位。根据奈奎斯特采样定理，采样率必须大于信号最高频率的两倍，否则会产生混叠现象。

由于数字信号仅表示相对大小而不具有物理意义，模数转换需要参考模拟量作为基准。常见的参考标准为 ADC 可转换的最大输入信号幅值，输出的数字量则表示输入信号相对于参考值的大小。在 STM32 单片机中，ADC 为 12 位，因此读取的 ADC 值范围为 0~4095，与输入电压范围 0~3.3 V 线性对应。如果输入电压超出 0~3.3 V，需要在 ADC 引脚前增加电阻分压或放大器等外围电路进行调整（相关采样电路将在第 2.3.4 小节中详细介绍）。

配置 ADC1 通道，开启连续转换模式或定时器触发模式。为了提高精度，采用软件滤波（如滑动平均滤波）。

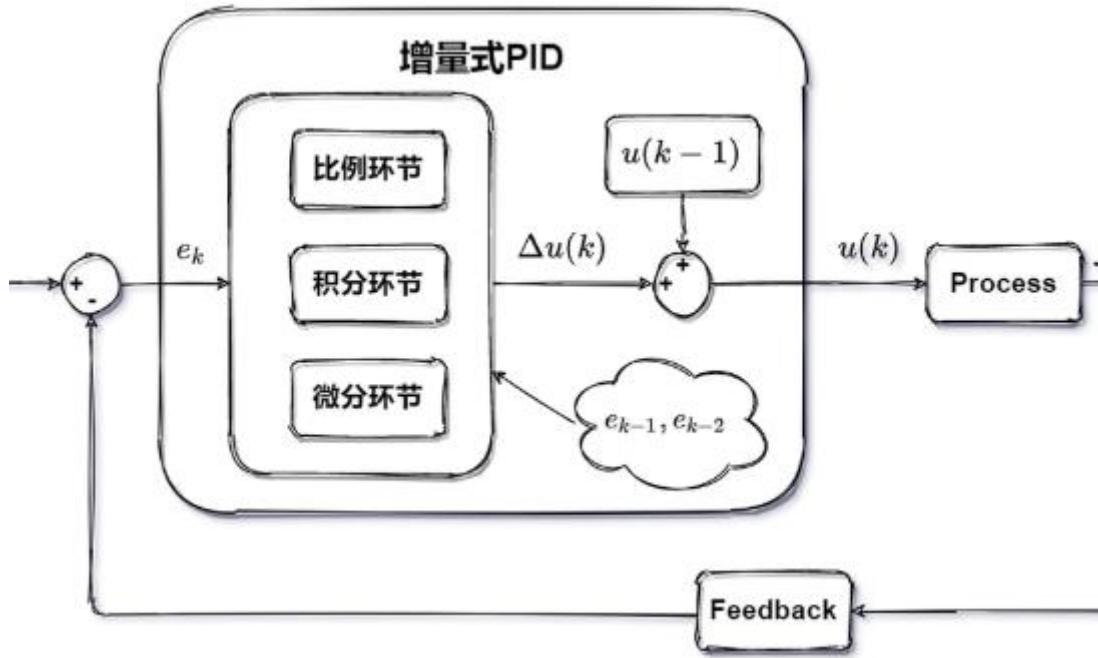


5.2 基本 PI 控制理论及程序

采用增量式 PI 算法，公式如下：

$$\Delta u(k) = K_p[e(k) - e(k-1)] + K_i e(k)$$

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$$



其中， $e(k)$ 为当前采样时刻的控制偏差， K_p 和 K_i 分别为比例系数与积分系数， $\Delta u(k)$ 表示控制量的增量变化。增量式 PI 算法的主要优势在于：输出只依赖于偏差的变化，因而对偶发干扰或系统突变的影响较小；同时，该算法便于实现手动/自动控制模式的无扰切换。

5.2.1 控制特性

1. 增量 PI 控制器有如下特性：

- 输出与偏差变化相关：增量式 PI 控制器的输出只与当前和前一采样的偏差变化有关，而非绝对偏差值，因此对瞬时扰动的敏感性较低。
- 自带积分作用：积分部分累加偏差，有助于消除稳态误差，提高系统精度。
- 增量式更新：每次控制量通过计算增量 $\Delta u(k)$ 更新，而不是直接计算绝对控制量 $u(k)$ ，有助于抑制控制量突变。

2. 稳定性与动态响应：

- 鲁棒性较好：由于只响应偏差变化，系统对小幅干扰或测量噪声具有一定的抗扰性。
- 适用于离散控制系统：增量式形式天然适合数字控制系统，实现简单、无需连续积分存储。
- 便于调节与优化：通过调整 K_p 和 K_i 可以灵活控制系统响应速度、超调量和稳态误差。

3. 实现特点：

- 简化计算：只需记录当前和前一采样的误差，计算量小，适合单片机或嵌入式系统。
- 易于手动/自动切换：由于控制量是增量形式，可以在切换模式时避免大幅跳变，实现平滑切换。
- 防积分饱和：增量形式天然限制了积分累加对输出的直接影响，有助于避免控制器饱和问题。

4. 应用场景：

- 电压、电流或速度闭环控制系统
- DC-DC 变换器的数字调节
- 电机调速、温控等对响应速度和鲁棒性有要求的离散控制系统

5.2.2 代码实现

```

float PID_calc(pid_type_def *pid, float fbk, float set)
{
    if (pid == NULL)
    {
        return 0.0f;
    }

    pid->error[2] = pid->error[1];
    pid->error[1] = pid->error[0];
    pid->set = set;
    pid->fdb = fbk;
    pid->error[0] = set - fbk;
    if (pid->mode == PID_POSITION)
    {
        pid->Pout = pid->Kp * pid->error[0];
        pid->Iout += pid->Ki * pid->error[0];
        pid->Dbuf[2] = pid->Dbuf[1];
        pid->Dbuf[1] = pid->Dbuf[0];
        pid->Dbuf[0] = (pid->error[0] - pid->error[1]);
        pid->Dout = pid->Kd * pid->Dbuf[0];
        LimitMax(pid->Iout, pid->max_iout);
        pid->out = pid->Pout + pid->Iout + pid->Dout;
        LimitMax(pid->out, pid->max_out);
    }
    else if (pid->mode == PID_DELTA)
    {
        pid->Pout = pid->Kp * (pid->error[0] - pid->error[1]);
        pid->Iout = pid->Ki * pid->error[0];
        pid->Dbuf[2] = pid->Dbuf[1];
        pid->Dbuf[1] = pid->Dbuf[0];
        pid->Dbuf[0] = (pid->error[0] - 2.0f * pid->error[1] + pid->error[2]);
        pid->Dout = pid->Kd * pid->Dbuf[0];
        pid->out += pid->Pout + pid->Iout + pid->Dout;
        LimitMax(pid->out, pid->max_out);
    }
    return pid->out;
}

```

5.3 复合控制策略设计（前馈+PI）

为了提高系统对输入电压波动的抑制能力，本项目摒弃了单一的反馈控制，采用了“输入电压前馈 + 电压负反馈”的复合控制策略。

5.3.1 控制算法原理

Buck 变换器的直流增益为 $D = V_{out}/V_{in}$ 。当输入电压 V_{in} 发生扰动时，若仅靠 PI 反馈调节，需要等到输出电压 V_{out} 发生偏差后控制器才会动作，存在滞后。

引入前馈控制后，系统实时采集输入电压 V_{in} ，直接计算出理论占空比作为基准值：

$$D_{ff} = \frac{V_{ref}}{V_{in_measure}}$$

最终的总占空比 D_{total} 由前馈分量和 PI 反馈微调分量叠加而成：

$$D_{total} = D_{ff} + D_{pi}(e)$$

这种控制架构能够“提前抵消”输入电压波动的影响，显著提高了系统的鲁棒性。

5.3.2 关键代码实现

基于 STM32 的控制任务 Buck_Control_Task 代码逻辑如下：

```

void Buck_Control_Task(void)
{
    /* 1. ADC 更新 */
    ADC_Update_Task();

    buck.Vout_fdb = buck_adc.Vout;
    buck.Iout_fdb = buck_adc.Iout;
    buck.Iin_fdb  = buck_adc.Iin;
    buck.Vin_fdb  = buck_adc.Vin;      // ★ 新增：输入电压

    /* 2. 前馈占空比计算 */
    if (buck.Vin_fdb > 1.0f) // 防止除零
    {
        duty_ff = buck.Vout_ref / buck.Vin_fdb;
    }
    else
    {
        duty_ff = 0.0f;
    }

    /* 3. PI 只做微调 */
    duty_pi = PID_calc(&buck.pi_v, buck.Vout_fdb, buck.Vout_ref);

    /* 4. 前馈 + 反馈 */
    buck.Duty = duty_ff + duty_pi;

    /* 5. 限幅 */
    if (buck.Duty > buck.Duty_max) buck.Duty = buck.Duty_max;
    if (buck.Duty < buck.Duty_min) buck.Duty = buck.Duty_min;
}

```

对于反馈 pi 控制器的输出：

```

/* 3. PI 只做微调 */
duty_pi = PID_calc(&buck.pi_v, buck.Vout_fdb, buck.Vout_ref);

```

前馈控制器的输出：

```

/* 4. 前馈口占空比 */
if (buck.Vin_fdb > 1.0f) // 防止除零
{
    duty_ff = buck.Vout_ref / buck.Vin_fdb;
}
else
{
    duty_ff = 0.0f;
}

```

最终输出有 pi 控制器和前馈控制器合成

```
/* 4. 前馈 + 反馈 */
buck.Duty = duty_ff + duty_pi;
```

5.4 闭环参考电压 10V-12V 连续跳变实验与分析

编写程序，每隔 0.1 秒修改一次 PI 控制器的目标电压，Reference 值 (10V <-> 12V)。使用示波器观察输出电压波形：

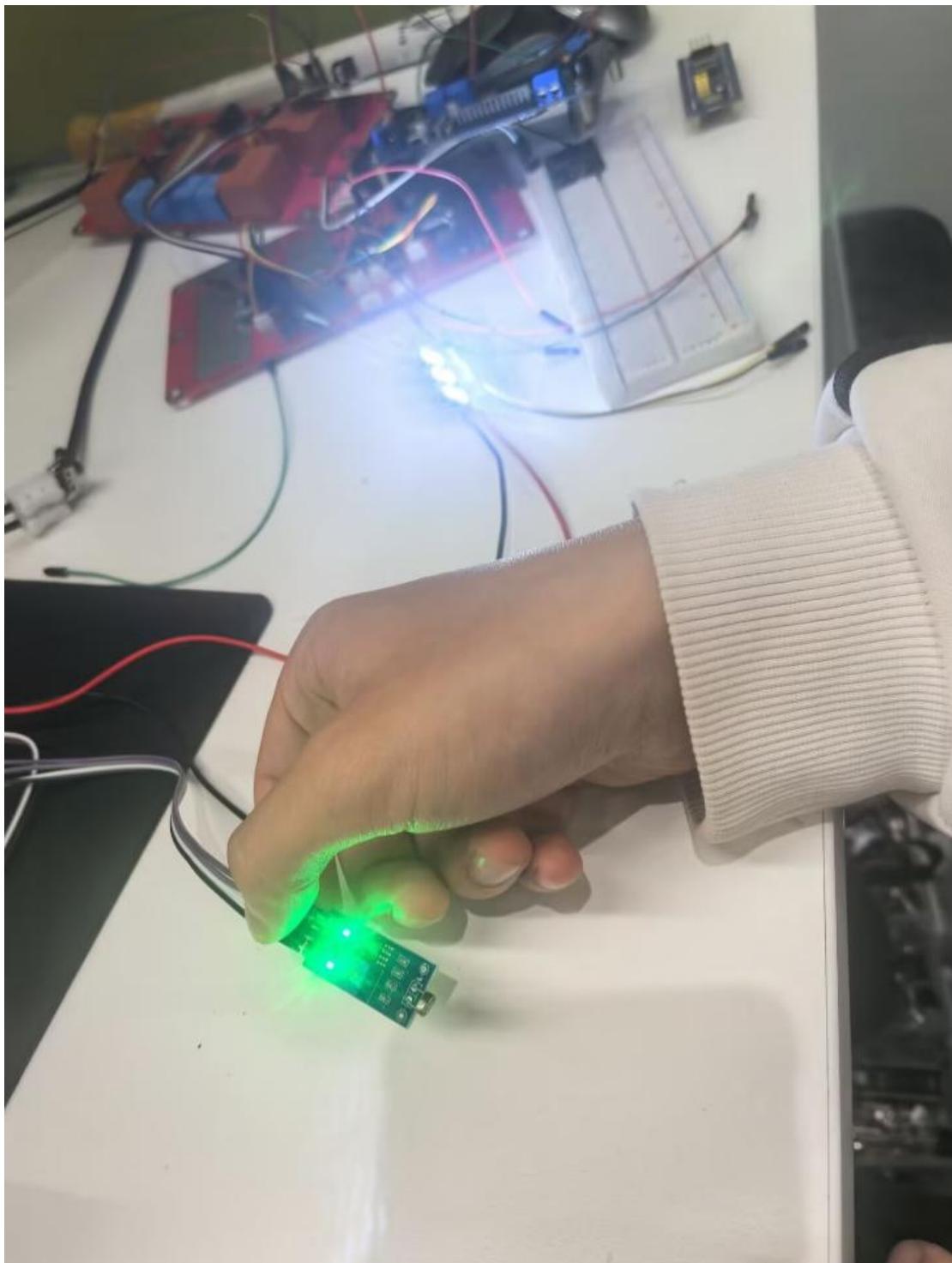
```
float BuckFlash_10Hz(void)
{
    static uint16_t tick = 0;      // 1 kHz 调用计数器：0~99

    const float v_low  = 6.0f;    // 爆闪低电压
    const float v_high = 11.0f;   // 爆闪高电压

    // 计数：每 1ms 调用一次 → 100 = 100ms (10Hz 周期)
    tick++;
    if (tick >= 100)
        tick = 0;

    // 前 50ms 输出高电压，后 50ms 输出低电压
    if (tick < 30)
        return v_high;
    else
        return v_low;
}
```

波形上升沿从 10V 升至 12V，响应时间约 20ms，无剧烈振荡。波形下降沿从 12V 降至 10V，由于 Buck 只能单向传输能量（电流不能反向流过二极管），主要靠负载放电，因此下降速度取决于负载电阻大小。



5.5 本章小结

本章围绕直流 Buck 变换器的 PI 闭环控制实验，系统介绍了整体实验流程与实现方法。首先，完成了 STM32 单片机开发与编程环境的搭建；在此基础上，依据 PWM 生成原理，编写了 PWM 初始化程序及占空比的实时调节函数。随后，结合 PI 控制的基本理论，设计并实现了闭环控制主程序，在参考电压连续跳变（8 V–10 V）的工况

下，对 Buck 变换器输出电压进行闭环稳压控制。

在软件实现完成后，将控制程序烧录至单片机并开展实际实验，对 PWM 输出及其调控效果进行了测试，同时通过仿真手段观察参考电压连续变化条件下系统的动态响应特性。实验与仿真结果表明，所设计的 PI 闭环控制系统能够在参考电压变化时实现稳定、快速的电压调节，验证了 PI 控制策略在直流 Buck 变换器稳压控制中的有效性与良好控制性能。

6 创意台灯控制系统（综合设计）

6.1 摘要

本系统以基础 Buck 稳压电源为硬件平台，通过深度融合多传感器感知技术与边缘 AI 交互方案，构建了一套具备环境自适应与多模态交互能力的智能照明系统。硬件架构的核心采用 STM32F103C8T6 微控制器，以此为中心向外拓展了电源驱动、环境感知、人机交互、无线通信及 AI 语音五大功能区块。

在电源驱动方面，系统直接沿用了前述设计的异步 Buck 降压电路作为执行机构，MCU 输出的 PWM 信号直接驱动 MOS 管，配合 LC 滤波网络输出平滑直流电，从源头消除了频闪现象，实现了真正意义上的护眼照明。环境感知模块则由 LDR 光敏传感器与 HC-SR04 超声波测距模块组成，前者配合分压电路实时采集环境光照强度 (Lux) 以服务于闭环亮度调节，后者安装于灯座正面，用于监测用户入座状态及头部距离，从而实现“人来灯亮、人走灯灭”的自动化控制及距离警示功能。

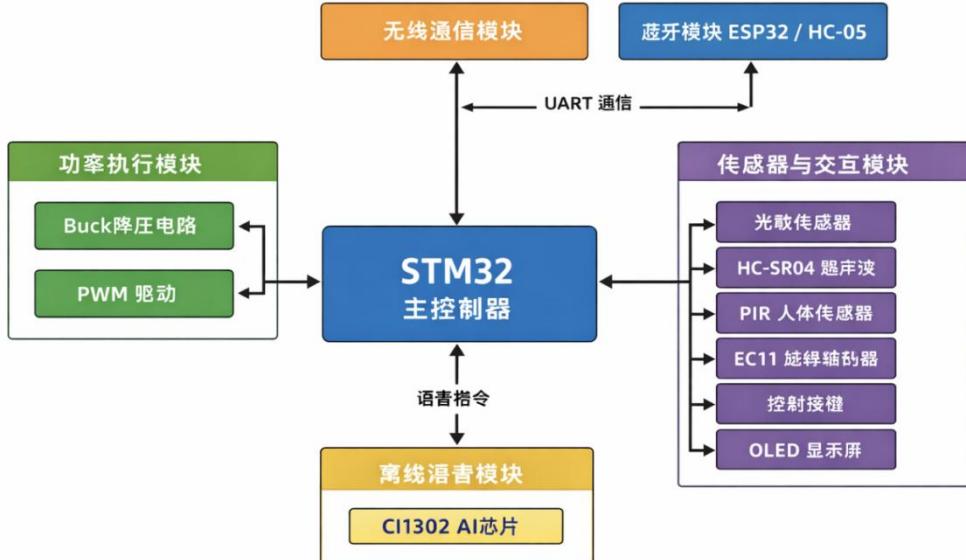
为了提供丰富的人机交互体验，系统集成了 EC11 旋转编码器、OLED 显示屏以及 HC-05 蓝牙模块。EC11 编码器保留了传统台灯最直观的物理旋钮操作，支持无级调光与模式切换；OLED 屏幕则作为信息窗口，实时反馈当前的工作模式（如自动、语音、蓝牙等）、亮度百分比及测距数据；HC-05 模块建立了台灯与智能手机的通信链路，使用户能够通过手机 APP 进行远程控制。此外，本系统最具创新性的部分在于集成了基于 CI1302 芯片的离线语音模组，该模组内置了经由豆包大模型 (Doubao) 蒸馏后的轻量化模型，能够在边缘端实现低延迟的语音识别与意图理解，并通过 UART 串口与主控 STM32 进行指令交互。

6.2 系统总体架构与硬件组成

6.2.1 硬件架构

本智能台灯系统以 **Buck 稳压电源** 为执行基础，以 **STM32F103** 为主控制核心，通过模块化方式集成旋钮控制、环境自适应调光、蓝牙远程控制、距离手势交互、人体感应节能以及双语音系统，实现多模式协同的智能照明控制。

系统整体硬件架构采用“主控 + 功率执行 + 多传感器感知 + 多模态交互 + 边缘 AI”的分层设计思想，各功能模块通过 GPIO、ADC、UART、I²C 等标准接口与主控单元解耦连接，便于扩展与维护。



在功率执行层面，系统直接采用异步 Buck 降压电路作为 LED 驱动单元，由 STM32 输出的 PWM 信号驱动功率 MOS 管，经 LC 滤波网络输出平滑直流电压，从源头有效抑制 LED 频闪现象，实现稳定、舒适的护眼照明效果。PWM 占空比作为统一的亮度控制变量，被各类控制模式调用，实现对光输出的集中管理。

在本地交互方面，系统集成了 **EC11 旋转编码器**、**独立功能按键**以及 **OLED 显示屏**，共同构成直观、可靠的物理人机交互接口。其中，EC11 旋转编码器通过时钟输入的缓和编码器模式接入 STM32，用于实现亮度的无级调节，满足用户对照明强度精细控制的需求；系统设置了两枚独立按键，分别用于工作模式切换与模式锁定，其中蓝色按键用于在多种控制模式之间进行切换，红色按键用于锁定当前模式，从而避免误触导致的状态变化。OLED 显示屏通过 I²C 接口与主控单元通信，用于实时显示系统当前工作模式、亮度百分比及相关传感参数，显著增强了用户对系统运行状态的可感知性。

在环境自适应控制方面，系统采用 **光敏电阻（LDR）** 作为环境光照传感器，并配合电容分压电路将光照强度转换为模拟电压信号，经 STM32 片上 ADC 采样后送入控制算法。在自动照明模式下，系统以桌面照度 500 Lux 作为目标值，通过数字 PID 控制算法对 PWM 占空比进行动态调节：当环境光照减弱时，控制器自动提高 PWM 占空比以提升输出亮度；当环境光照增强时，相应降低输出功率，从而在昼夜变化或环境光波动的情况下始终维持稳定、舒适的阅读照明条件。

为提升系统的交互灵活性与可扩展性，系统引入 **蓝牙通信模块（ESP32 / HC-05）**，通过 **UART** 串口与 **STM32** 建立无线通信链路。用户可通过手机 App 实时查看灯光亮度百分比，并远程完成开关控制与定时关机等操作。为提高通信的可靠性与抗干扰能力，系统在应用层采用自定义数据帧格式，对控制指令与状态数据进行统一封装与校验。

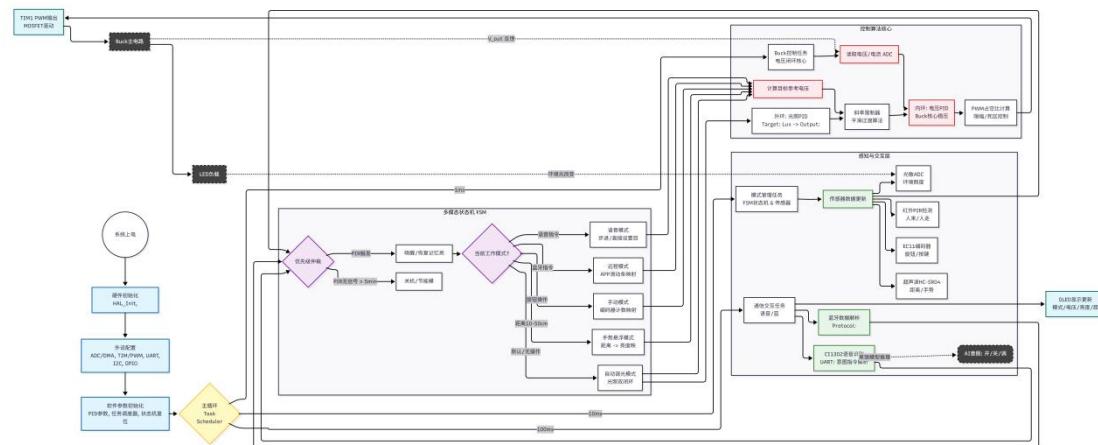
在无接触交互方面，系统采用 **HC-SR04 超声波测距模块** 实现手势识别功能。该模块通过触发与回响信号接口与 STM32 相连，同样是时钟捕获模式，用于实时检测手掌与灯体之间的距离（有效范围约 10 cm–30 cm）。系统在软件层面建立距离与亮度之间的线性映射关系：手掌向下靠近时亮度逐渐降低，向上远离时亮度逐渐增强，当手臂移开检测区域后自动锁定当前亮度，从而实现自然、直观的手势调光交互体验。

在节能与智能感知方面，系统集成 **人体红外传感器（PIR）** 用于检测用户的存在状态。PIR 传感器通过数字 IO 接口接入主控单元，当检测到人员入座或靠近时，系统控制灯光渐亮至上一次记忆亮度；当连续 30 s 未检测到人体活动时，系统自动关闭照明输出，实现无感知、低干预的节能控制策略。

在智能语音交互层面，系统集成了**基于 CI1302 芯片的离线语音模块**，并通过 UART 接口与 STM32 进行指令通信。该模块在本地运行轻量化语音识别模型，实现无需联网的语音指令识别与意图解析，具备低延迟、高可靠性的特点。系统在逻辑上划分了语音控制与语音陪伴两套独立功能路径，一方面用于灯光控制指令的精准识别，另一方面通过“小智 AI”实现实时语音聊天与陪伴功能，从而避免功能混淆并提升用户体验。

总体而言，该硬件架构在保证 Buck 电源稳压与调光性能的基础上，通过对旋钮、按键、显示、光照传感、距离感知、人体检测、无线通信及离线语音等外设的有机整合，实现了多控制模式的统一管理与协同运行，具备良好的实用性、交互性与工程扩展能力。

6.2.2 程序设计框架



该系统的软件架构构建在 STM32F103 微控制器的硬件抽象层（HAL 库）之上，采用了一种严谨的“前后台”协同工作模式，以确保在处理复杂人机交互的同时，能够维持微秒级的电源控制精度。系统上电复位后，首先执行底层初始化流程，这包括系统时钟树的配置以确保 CPU 运行在主频，GPIO 端口的模式设定以适配各类传感器与执行器，以及 ADC（模数转换器）、TIM（通用与高级定时器）、UART（通用异步收发传输器）和 I²C 等通信接口的参数化初始化。在此阶段，系统还会对全局变量进行复位，并完成 OLED 显示屏的初始点亮测试，随后开启全局中断，正式进入死循环的主控制流程。

在系统的“后台”处理层，即中断服务程序（ISR）中，运行着维持 Buck 变换器稳定工作的核心算法，具有最高的执行优先级。系统利用高级定时器产生高频中断，作为数字控制系统的离散化时基。在每次中断触发时，ADC 模块通过 DMA 或中断方式快速采集当前的输出电压 V_{out} 、电感电流 I_L 以及输入电压 V_{in} 。获取的数据随即被送入核心控制算法模块，该模块集成了增量式 PID 控制器与前馈补偿策略。软件根据电压误差 $e(k)$ 计算出控制量的增量 $\Delta u(k)$ ，并结合基于 V_{in} 的前馈分量，合成最终的 PWM 占空比。这一过程必须在下一个开关周期到来前完成计算并更新至定时器的比较寄存器（CCR），从而驱动 EG2131 芯片控制 MOSFET 的通断，实现对输出电压的毫秒级快速调节与稳压。

系统的“前台”主循环则通过一个复杂的有限状态机（FSM）来管理系统的业务逻辑与多模态交互。主程序不断轮询系统状态变量 System_Mode，该变量的切换遵循严格的优先级仲裁逻辑：来自 CI1302 离线语音模块的 UART 指令拥有最高优先级，一旦解析到有效的数据帧（如“打开台灯”），系统立即强制跳转至相应状态；其次是蓝牙模块的无线控制指令与本地 EC11 旋转编码器的硬件中断信号，它们可以覆盖当前的自动运行状态；处于最低优先级的是基于传感器的自动逻辑。这种设计确保了用户的主动干预（无论是语音、手机还是旋钮）总能即时打断系统的自动化行为，提升了交互的确定性与可控性。

在传感器数据处理方面，软件并非直接使用 ADC 采集的原始数据，而是引入了数字信号处理环节。针对 LDR 光敏电阻采集的环境照度数据和 HC-SR04 获取的超声波距离数据，软件内部运行着滑动平均滤波算法，以滤除高频噪声与突发干扰，防止因光线闪烁或手部微抖动导致灯光亮度的剧烈跳变。在“手势调光模式”下，经过滤波的距离数据被映射到一个线性模型中，软件根据手掌与灯头的相对高度计算出目标 PWM 值；而在“自动调光模式”下，系统则根据国标 AA 级照度曲线计算补偿值，动态调整光输出以维持桌面的恒定照度。

此外，为了提供极致的用户体验，软件在输出执行层加入了一个关键的“斜率限制器”或称“软启动/软停止”逻辑。无论是因为语音指令、旋钮调节还是环境光变化导致的亮度目标值改变，软件都不会让 PWM 占空比发生阶跃突变，而是控制其以设定的斜率缓慢逼近目标值。这种处理在视觉上呈现为平滑的呼吸灯效果，避免了光线骤变对人眼造成的刺激。同时，系统利用空闲时间片通过 I²C 协议刷新 OLED 显示屏，将当前的

电压、电流、工作模式及亮度百分比等信息可视化，并通过串口将状态同步回传至手机 APP，从而形成了一个闭环的、高可靠性的智能嵌入式软件系统。

6.2.3 核心控制程序

```
void Buck_Control_Task(void)
{
    /* 1. ADC 更新 */
    ADC_Update_Task();

    buck.Vout_fdb = buck_adc.Vout;
    buck.Iout_fdb = buck_adc.Iout;
    buck.Iin_fdb = buck_adc.Iin;
    buck.Vin_fdb = buck_adc.Vin;      // ★ 新增：输入电压

    /* 2. 前馈占空比计算 */
    if (buck.Vin_fdb > 1.0f)    // 防止除零
    {
        duty_ff = buck.Vout_ref / buck.Vin_fdb;
    }
    else
    {
        duty_ff = 0.0f;
    }

    /* 3. PI 只做微调 */
    duty_pi = PID_calc(&buck.pi_v, buck.Vout_fdb, buck.Vout_ref);

    /* 4. 前馈 + 反馈 */
    buck.Duty = duty_ff + duty_pi;

    /* 5. 限幅 */
    if (buck.Duty > buck.Duty_max) buck.Duty = buck.Duty_max;
    if (buck.Duty < buck.Duty_min) buck.Duty = buck.Duty_min;
}
```

本节详细解析了 Buck 变换器的核心控制任务函数 Buck_Control_Task，该函数是实现电源稳压与动态响应的算法枢纽，通常在定时器中断中以高频周期性调用，以确保控制系统的实时性。程序的执行流程严格遵循“数据采集—前馈计算—反馈修正—输出合成—安全限幅”的逻辑链条。

首先，控制闭环的建立始于精准的数据感知，函数首行调用 ADC_Update_Task()，该步骤负责从底层硬件抽象层获取最新的传感器数据，并对采样到的输入电压、输出电压及电感电流进行滤波处理与物理量归一化，将其更新至 buck 结构体的成员变量中，特别是新增的输入电压采样 Vin_fdb，为后续的前馈控制提供了必要的数据基础。

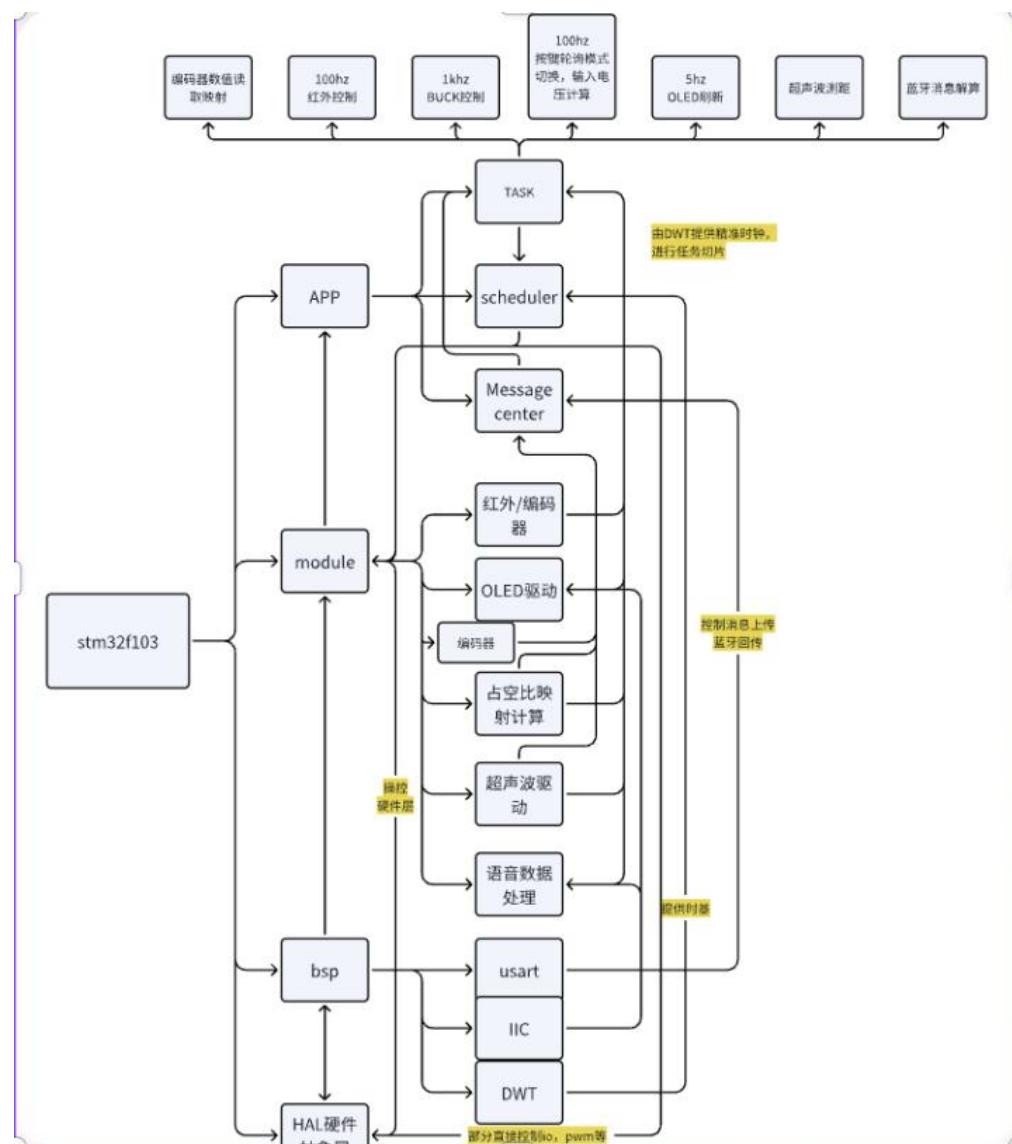
紧接着，程序引入了基于电压型控制的输入电压前馈策略，这是提升系统抗扰性能的关键环节。依据 Buck 电路理想输入输出关系公式 $D = V_{out}/V_{in}$ ，代码直接利用设定的参考电压 Vout_ref 与实时采集的输入电压 Vin_fdb 进行除法运算，计算出理论上的基础占空比 duty_ff。为了增强系统的鲁棒性，程序中特别增加了一个条件判断，仅在检测到输入电压大于 1.0V 时才执行除法运算，从而有效防止了系统启动瞬间或输入掉电引发的除零错误，确保了控制器的数值稳定性。这一前馈环节的作用在于，当输入母线电压发生波动时，无需等待输出电压出现偏差，控制器即可提前调整占空比，从而大幅削弱输入扰动对输出端的影响。

在确立了前馈占空比这一基准后，程序调用 PID_calc 函数引入经典的 PI 反馈控制环

节。正如代码注释“PI 只做微调”所示，此时的 PI 控制器不再承担全部的控制量输出，而是专注于消除由功率器件导通压降、线路阻抗等非理想因素引起的稳态误差，以及应对负载突变带来的动态偏差。这种“前馈+反馈”的复合控制架构，使得 PI 调节器只需输出一个较小的修正量 `duty_pi`，大大减轻了积分环节的负担，避免了积分饱和现象，提升了系统的动态响应速度。

最终，系统将前馈计算得到的基准占空比与 PI 算法输出的微调补偿量进行叠加，合成成为最终的控制占空比 `buck.Duty`。在输出至硬件 PWM 寄存器之前，程序最后执行了一道严格的限幅保护逻辑，将计算结果强制约束在 `Duty_min` 与 `Duty_max` 设定的安全范围内，防止因算法溢出或异常扰动导致占空比越界，从而避免可能引发的功率器件直通或驱动逻辑混乱，全方位保障了创意台灯电源系统的硬件安全与稳定运行。

6.3 多模态控制策略与状态机设计



本节将深入探讨智能台灯控制系统的核心软件架构，该架构旨在解决多源异构传感器

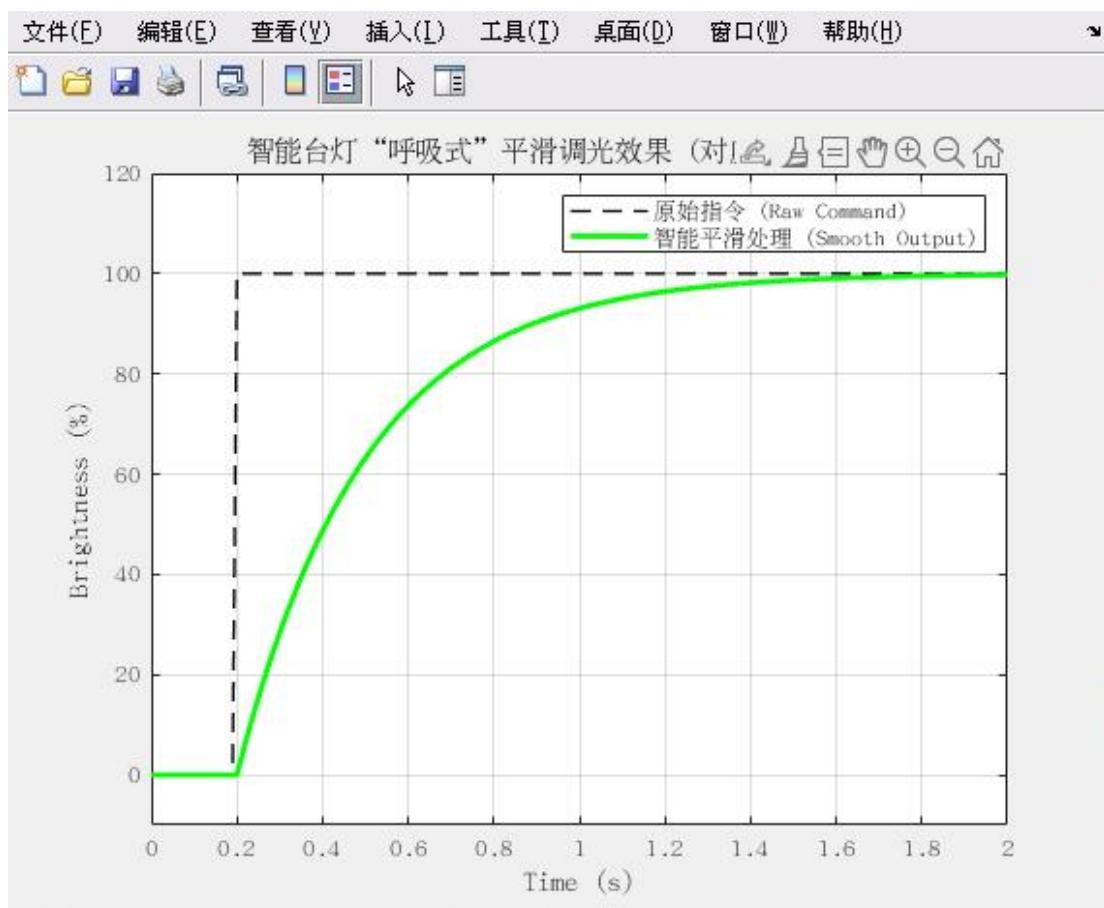
数据与用户指令之间的冲突与协调问题。为了在单核 STM32 微控制器上实现多任务并行处理，系统首先构建了一个基于 DWT（Data Watchpoint and Trace）单元的时间片轮询调度器。DWT 提供了高精度的微秒级时基，充当系统的“心跳”，将 CPU 的运算资源划分为不同频率的任务域：1kHz 的高频任务负责 Buck 电源的 PID 闭环稳压与软启动控制，确保光输出的无频闪与稳定性；100Hz 的中频任务专注于红外信号检测、旋转编码器读取及按键扫描，保证人机交互的毫秒级响应；而 5Hz 的低频任务则用于 OLED 屏幕刷新与超声波测距数据处理。这种分层调度机制确保了底层驱动（BSP）与上层应用逻辑（APP）的时序解耦，为复杂的控制策略提供了稳定的运行环境。

在任务调度器的顶层，系统引入了“消息中心”（Message Center）机制与有限状态机（FSM）相结合的控制策略，以实现多模态交互的有序管理。系统的核心控制逻辑并非直接响应传感器电平，而是基于“事件”驱动。当旋转编码器动作、蓝牙接收到数据包或语音模块识别到指令时，底层驱动会将其封装为标准化的系统消息并发送至消息中心。主控程序通过解析这些消息来维护一个全局状态机，该状态机定义了系统当前的运行模式，包括“自动感应调光”、“手动旋钮调节”、“远程无线控制”以及“超声波手势交互”等状态。状态机的存在消除了模式间的逻辑模糊地带，例如，它明确规定了当系统处于“自动模式”时，若检测到“旋钮转动”事件，系统应如何平滑地过渡到“手动模式”而不产生突变。

为了解决不同输入源同时发出指令可能导致的逻辑冲突，系统在状态机内部植入了一套严格的抢占式优先级仲裁机制，其逻辑遵循“主动指令优于被动感应，高维交互优于低维操作”的原则，具体表现为“语音指令 > 蓝牙/APP 指令 > 手动旋钮 > 自动传感器逻辑”。处于最高优先级的离线语音指令（如“关闭台灯”）拥有绝对的控制权，能够瞬间中断任何正在运行的模式并执行动作，这确保了用户在紧急或远距离场景下的绝对控制力。蓝牙无线控制位列其次，允许用户通过手机 APP 覆盖当前的本地设置。手动旋钮调节作为最直观的物理交互手段，优先级高于各类自动传感器；一旦用户转动旋钮，系统会判定用户有明确的个性化亮度需求，从而立即挂起光敏电阻的自动调光算法，锁定当前亮度并切换至手动模式，防止自动算法“反抗”用户的调节。

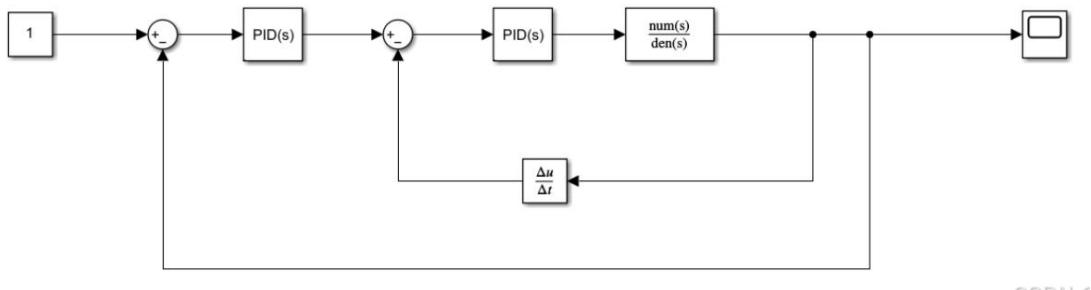
处于最低优先级的则是基于 LDR 光敏传感器、PIR 人体红外及超声波传感器的自动控制逻辑。只有在用户未进行任何主动干预（无语音、无蓝牙、无旋钮操作）且系统被明确设定为“智能托管”状态时，这些传感器数据才会被用于计算 PWM 占空比。例如，在自动模式下，系统会持续监测环境光并维持桌面照度恒定，但只要监测到上述任何一个高优先级事件，自动逻辑即刻让步。这种设计既保证了系统在无人值守时的智能化与节能性，又确保了在人机交互发生时系统能够表现出足够的“顺从性”，避免了智能设备常见的“自作聪明”干扰用户体验的问题，真正实现了多模态输入下的和谐共存与流畅切换。

6.3.1 光敏自动调光模式（Auto-Dimming）

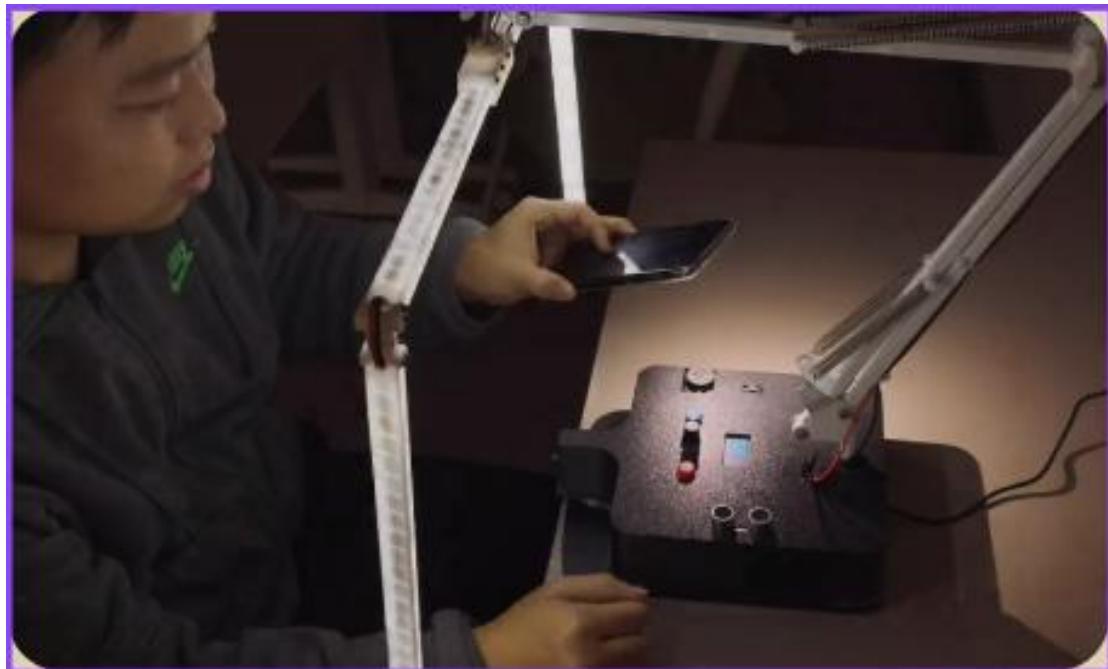


光敏自动调光模式是本系统实现“智慧护眼”的核心功能，其设计初衷是严格遵循《读写作业台灯性能要求》（GB/T 9473-2017）中的国标 AA 级照度标准，确保桌面中心区域的照度始终维持在适宜阅读的 500 Lux 左右。为了实现这一目标，系统首先通过高灵敏度的 LDR 光敏传感器实时采集环境光信号，并对其进行滑动平均滤波处理以消除偶然的高频噪声干扰，从而获得准确的环境光强数据。这一数据不仅反映了外界自然光的变化（如从白天到黄昏），也包含了室内背景光的影响，为后续的闭环控制提供了精准的反馈依据。

在控制策略上，该模式创新性地构建了“外环光照度+内环电压”的双闭环串级控制架构。外环作为系统的决策层，负责将采集到的实时照度值与设定的 500 Lux 参考值进行比较，通过 PID 算法计算出光照偏差，并将其动态转化为 Buck 电源的输出电压参考值 (V_{ref})。这一参考值随后被传递给响应速度更快的内环——即前文所述的 Buck 电压控制环。内环作为执行层，根据外环给出的电压指令，利用高频 PWM 调制技术快速调整功率管的导通占空比，精确控制输出电压，从而驱动 LED 灯珠改变发光强度。这种串级结构既利用了外环保证宏观照度的恒定，又利用了内环抑制输入电压波动，实现了系统的高稳态精度与强鲁棒性。



为了解决传统自动调光台灯在环境光突变（如、人员经过产生阴影）时容易出现灯光剧烈闪烁或阶跃跳变的问题，本系统在控制算法末端特别引入了输出斜率限制（Slope Limiter）机制。软件不再允许 PWM 占空比直接跟随 PID 计算结果发生突变，而是建立了一个缓冲逻辑：当计算出的目标亮度与当前亮度存在较大差异时，控制变量以固定的微小步长（Step）在每个控制周期内逼近目标值，而非一步到位。这一算法在时域上将原本陡峭的阶跃响应拉伸为平滑的 S 型曲线，使得灯光亮度的调节过程呈现出类似“呼吸”般的柔和过渡效果，过渡时间控制在约 1 秒至 1.5 秒之间。这种拟人化的处理方式消除了视觉上的突兀感，不仅避免了瞳孔频繁收缩带来的视觉疲劳，也显著提升了智能台灯的人机交互体验与高级感。



6.3.2 蓝牙无线与手动控制模式

蓝牙无线与手动控制模式构成了本系统最直接的人机交互层，旨在为用户提供超越物理距离限制的远程操控能力以及符合传统使用直觉的本地操作体验。在蓝牙无线控制方面，系统利用板载的 USART 串口资源与 HC-05 蓝牙透传模块建立通信链路，软件层面设计了一套轻量级的自定义通信协议。该协议规定数据帧以特定字节（如 0xA5）作为帧头，后续跟随指令类型（开关、调光、定时）、有效数据载荷及校验位。为了

保证通信的实时性与低延迟，STM32 采用串口空闲中断（IDLE Interrupt）结合 DMA（直接存储器访问）的方式进行数据接收。当手机 APP 发送亮度调节指令时，MCU 会在后台中断服务中解析出 0-100 的亮度百分比目标值，并将其映射为 0-1000 的 PWM 比较值。更为关键的是，系统的状态机逻辑在此处设定了“远程优先”原则：一旦接收到有效的无线指令，无论当前系统正处于光敏自动模式还是手势模式，软件都会强制将系统状态切换至“手动模式（Manual Mode）”，并立即更新目标亮度。这一逻辑设计有效防止了自动感应算法对用户远程意图的干扰，例如避免了“用户刚通过手机调亮，自动模式却因环境光足而强行调暗”的逻辑冲突。

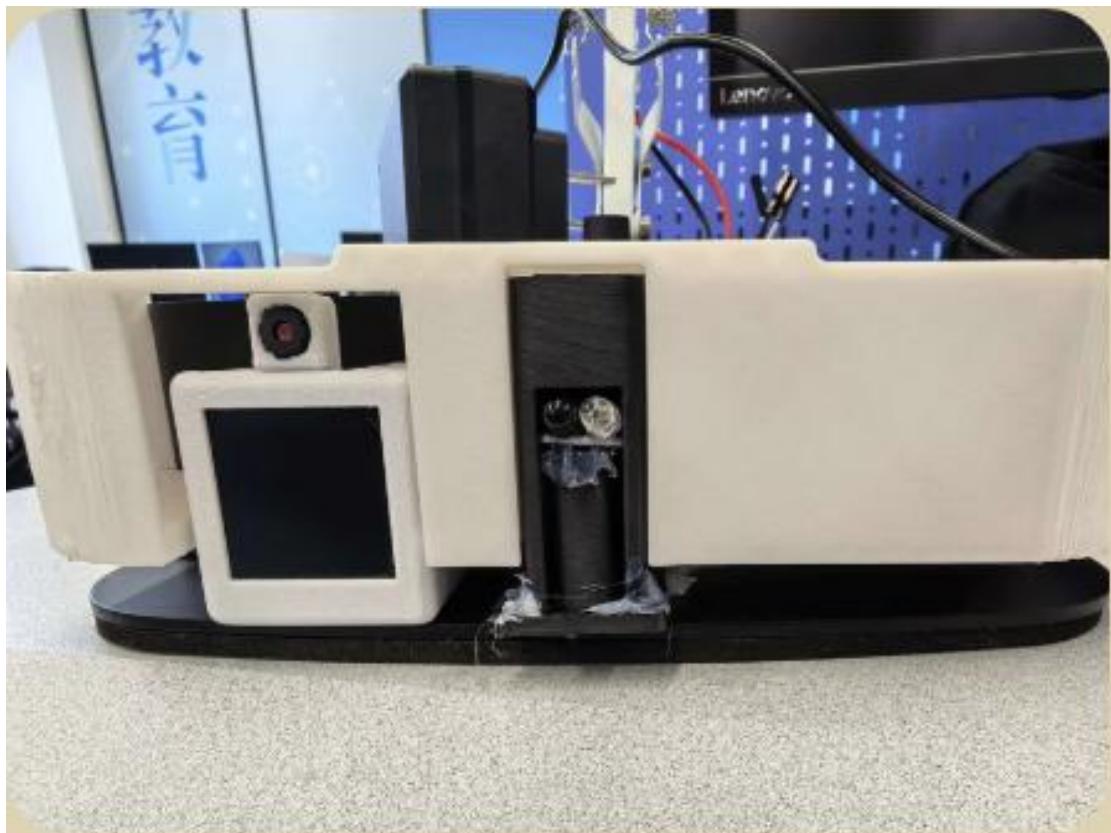


与此同时，本地的手动旋钮模式保留了最原始且可靠的物理交互接口。硬件上选用的 EC11 旋转编码器与传统的电位器不同，它输出的是两路相位差为 90 度的 A/B 正交脉冲信号。软件通过检测这两路信号的电平跳变顺序来判断旋转方向（顺时针为加，逆时针为减），并配合定时器输入捕获或 GPIO 外部中断实现高精度的脉冲计数。为了消除机械触点抖动带来的误触发，程序中植入了软件消抖算法与加速响应逻辑：当检测到快速旋转时，步进值会自动增大，实现大幅度亮度的快速调节；慢速旋转时则维持 1% 的精细步进。此外，控制面板上的蓝色与红色独立按键被赋予了复用功能，软件通过检测引脚电平保持的时间长短来区分“短按”与“长按”操作。例如，短按蓝色按键可在“自动/手动/手势”三模式间循环切换，而长按则可触发系统休眠或唤醒。所有的手动操作变化，包括旋钮设定的亮度值与按键切换的模式状态，都会通过 I²C 总线实时同步至 OLED 显示屏，并反向推送给蓝牙 APP，确保了物理终端、数字屏幕与远程手机三端状态的一致性。



6.3.3 红外入座侦测与超声波手势调光

本节详细阐述了基于红外热释电（PIR）传感器与 HC-SR04 超声波测距模块构建的双重智能感知系统，旨在实现“人来灯亮”的被动式节能控制与“悬浮手势”的主动式非接触交互。首先，红外入座侦测功能作为系统的节能守门员，通过监测人体发出的特定波长红外辐射来判断用户的在位状态。当 PIR 传感器检测到人体移动产生的热释电信号变化时，其输出引脚电平发生跳变，触发 STM32 的外部中断或状态轮询机制，系统随即从低功耗待机模式被唤醒。为了避免瞬间点亮带来的视觉刺激，控制程序调用软启动算法，控制 Buck 电路的 PWM 占空比在 1.5 秒内从零线性的攀升至 EEPROM 中存储的上一次关机前的记忆亮度，实现柔和的“迎宾”光效。同时，软件内部启动了一个时长为 300 秒的倒计时定时器，若在计时窗口内再次捕捉到人体微动信号，定时器立即重置清零；反之，若连续 5 分钟未检测到任何活动，系统将判定用户已离座，随即执行淡出关机指令并切断功率级输出，从根源上解决了用户忘记关灯导致的能源浪费问题。



与被动的红外检测不同，超声波手势调光模式引入了一种极具未来感的非接触交互体验。系统利用 HC-SR04 模块周期性地向灯体上方发射超声波脉冲，并计算回波时间以获取障碍物距离。为了防止用户经过时的无意挥手或头部晃动导致误触发，软件状态机设计了严格的“悬停确认”逻辑：只有当系统检测到手掌在传感器正上方 10cm 至 50cm 的有效高度区间内，且由于手掌相对静止使得测距数据的方差极小并持续停留超过 500ms 时，系统才会确认为有效的交互意图，正式挂起当前模式并跳转至“手势调光状态”。

进入手势模式后，控制程序建立了一个将物理垂直距离映射为数字 PWM 占空比的线性模型。系统采用“高度正相关”的直观映射逻辑，即手掌向上抬起增加距离时，系统同步增加 PWM 占空比以提升亮度，赋予用户仿佛在物理空间中“拉起”光线的操作隐喻；反之，手掌下压则降低亮度。为了确保调光过程的平滑与稳定，软件对原始的超声波测距数据进行了五阶滑动平均滤波处理，有效剔除了因声波散射或手部微颤动产生的数据噪声，防止灯光出现肉眼可见的抖动。当用户调整至满意亮度并将手掌移出探测区域后，系统检测到距离数据突变或超时，会自动锁定当前的 PWM 数值并退出手势模式，实现了从物理空间动作到数字控制信号的无缝转化。



6.3.4 基于 CI1302 与大模型蒸馏技术的离线语音交互

本节深入探讨了基于 CI1302 芯片与“教师-学生”知识蒸馏架构构建的离线语音交互系统，该方案是本项目实现边缘侧 AI 推理的核心技术突破。在硬件架构层面，CI1302 并未采用通用的 MCU 架构，而是内置了专为神经网络运算设计的 BNPU (Brain Neural Processing Unit)，其算力虽然有限，但针对卷积运算进行了深度优化。为了克服宿舍或实验室等复杂声学环境下的噪声干扰，系统充分利用了芯片集成的硬件级声学前端 (AFE) 算法。通过双麦克风阵列与差分输入电路，配合内置的 AEC (回声消除) 与 DNS (神经网络降噪) 模块，系统能够有效滤除风扇声、键盘敲击声等背景稳态噪声，并抑制台灯自身播放语音时的自激回声，确保了在 65dB 环境噪声下依然保持极高的唤醒率与识别准确度。

在核心算法的实现上，本项目并未直接训练传统的关键词检索模型 (KWS)，而是采用了一种创新的“大模型驱动小模型”的开发范式。在训练准备阶段，利用云端部署的豆包 (Doubao) 等高性能大语言模型作为“教师”，针对台灯控制的特定语境进行了大规模的数据增强。例如，将基础指令“调高亮度”扩展为“我觉得有点暗”、“帮我把光线调亮一点”、“切换到阅读状态”等数百种同义泛化语料，极大地丰富了训练集的多样性。随后，构建了一个轻量级的深度神经网络 (DNN) 作为“学生模型”，在知识蒸馏的训练过程中，学生模型不仅学习输入语音与硬标签 (Hard Label，即标准指令) 的对应关系，更通过 KL 散度损失函数学习教师模型输出的软标签 (Soft Label，即概率分

布）。这种“暗知识”的传递使得仅有数兆字节大小的离线模型成功继承了大模型对自然语言的模糊语义理解能力，从而摆脱了传统离线语音模块必须死记硬背固定指令词的僵化体验。

模型部署与运行时交互逻辑则体现了软硬件协同优化的工程思想。经过量化感知训练（QAT）后，浮点神经网络模型被压缩为 Int8 定点格式，并映射为 CI1302 可直接执行的 NPU 微指令流，最大限度地降低了对片上 Flash 与 SRAM 的占用。在实际运行中，CI1302 处于低功耗监听模式，一旦检测到唤醒词（如“小智小智”），NPU 瞬间启动并对后续语音流进行意图推理。系统建立了一套包含 Intent ID（意图标识）与 Slot Value（槽位值）的映射表，例如将识别到的“把灯光调到最亮”解析为 Set_Max_Brightness 指令。该指令随即被封装为包含帧头、指令码与校验和的十六进制数据包，通过 115200 波特率的 UART 串口发送至主控 STM32。STM32 接收后，不仅立即调整 PWM 占空比改变光效，还会反馈状态给 CI1302，触发 TTS（语音合成）模块播报“好的，已为您调至最亮”，从而形成“听-思-行-答”的完整闭环，赋予了台灯具备即时反馈能力的拟人化交互特性。



6.4 整体机械设计

常规无影灯的思路是多角度灯阵，但往往都会有因为灯阵过小，角度固定且覆盖范围小，无法调节高度等问题导致无影效果差，或者说就是智商税。我们选择改变思路，以多灯条覆盖的角度切入，设计一款三折叠无影灯。



三段式折叠无影架构主灯+双翼辅灯：独特的“飞鸟”形态，左右翼可独立展开。展开后光源宽度超 100cm，形成环绕式光场，物理消除手部阴影。

具有以下特征：

- 高阻尼转轴：任意角度悬停，Z字形灯臂适应不同高度。
- 稳固底座：稳定金属底座，保障任意角度可以稳定使用
- 多自由度设计：3d 打印铰链使灯条本身的四个自由度，球自由度，灯架本身四个自由度，共计 11 自由度
- 电器仓整体设计：迭代多次，集成多模块的电器仓设计，与底座黑色相配，上白下黑的极简风设计，使整体更美观，同时保留语音模块和 32 的调试接口，更加友好。

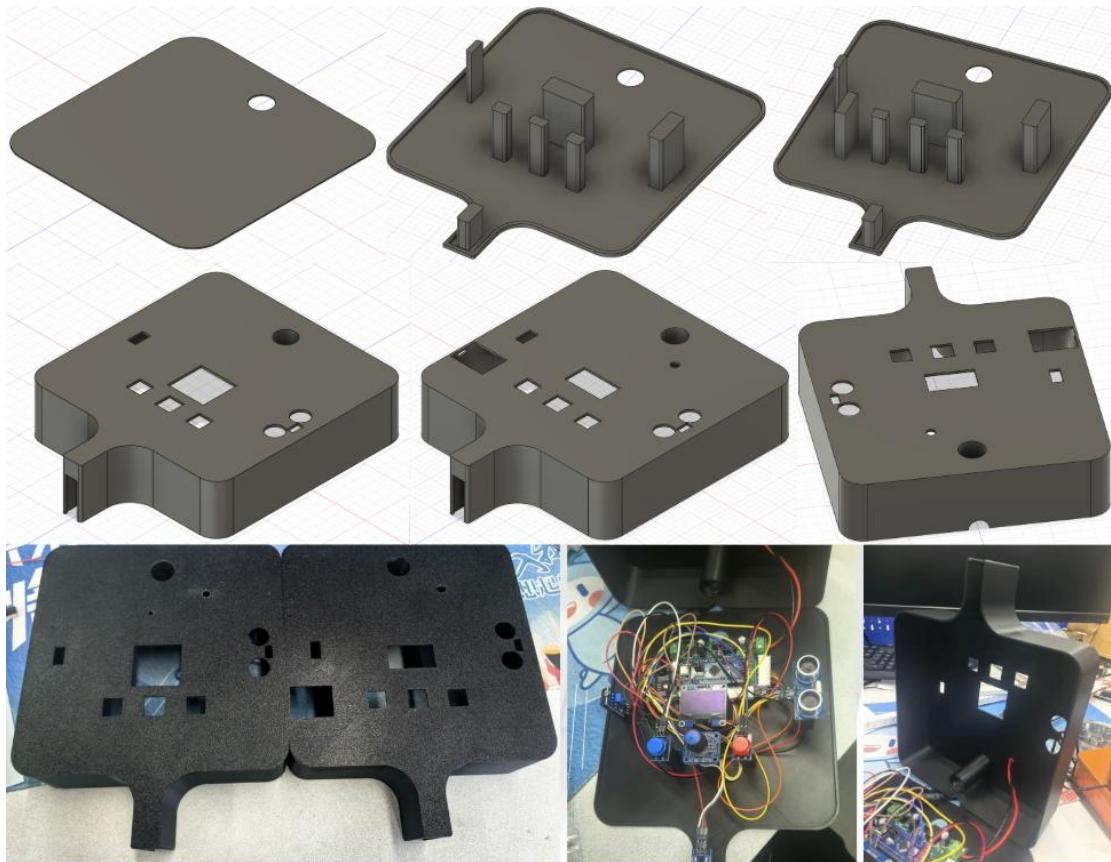
整体支架底座特征：

- 整体灯架选择折叠式多自由度，与灯条接口为球接头的弹簧悬臂支架，满足大空间以及多方向多角度使用
- 底座选用约 2 斤重的方形金属底座，确保了整体的稳定性
- 同时兼顾实用性以及成本，灯架 11 元，底座 35 元，尽可能节省成本。



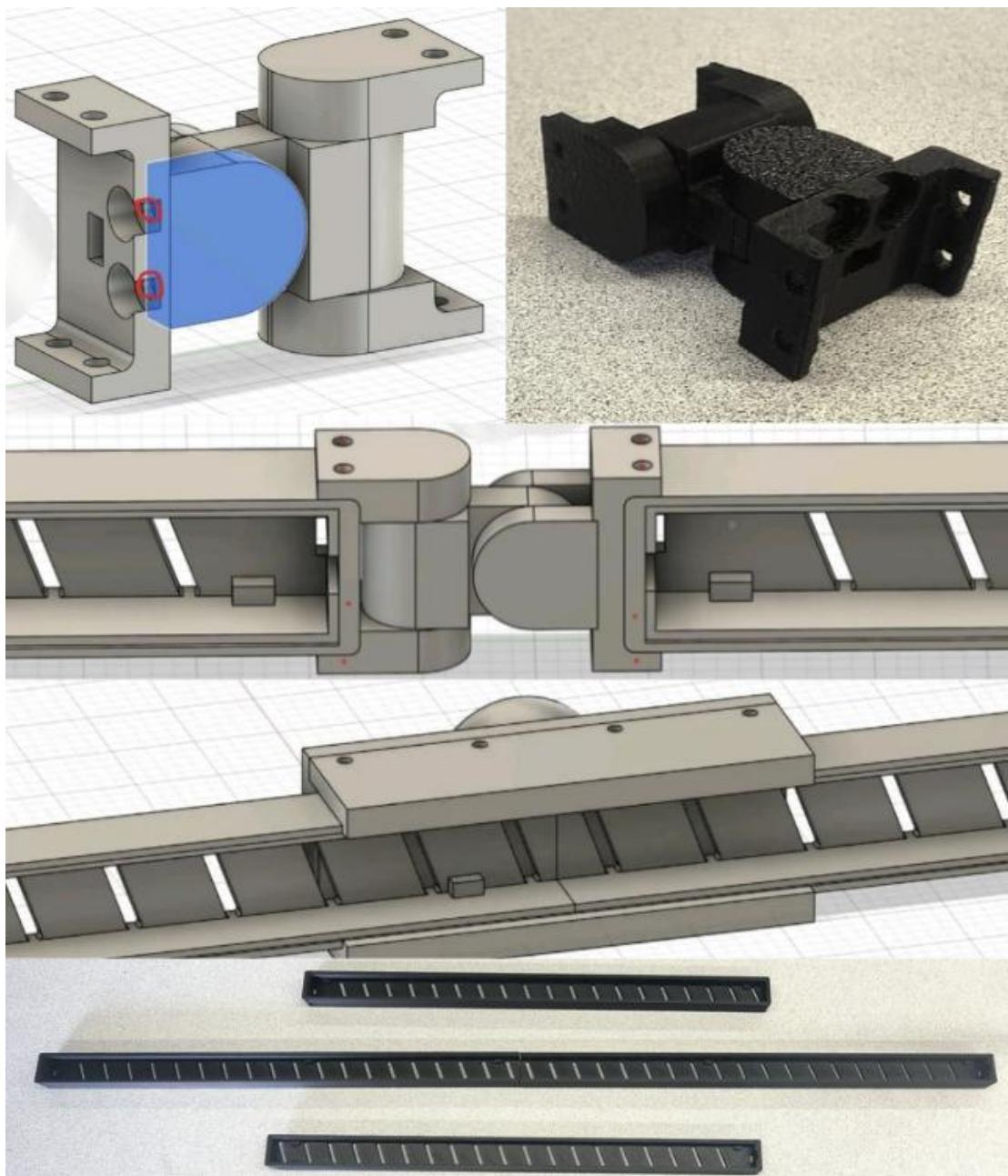
电器仓细节以及迭代过程：

- 整体底部按照已有的金属底座做出打印件底部平台，防止元器件直接接触金属底座短路，根据已有元器件设计底部支撑，并计算相应高度尽可能匹配多种元器件在同一水平面。
- 外罩根据不同元器件设计开口，尽可能不露出电路板部分，前方的红外传感器设计了前槽，为后面电源线设计了拱形开口，为与上方灯条正负极以及 32 的调试接口留出了通道，整体美观大方。



灯条细节:

- 整体灯条分三部分，用四块灯条框构成，每条 25cm
- 中间两条用夹板连接，螺丝固定，两侧用铰链固定
- 平行于灯条方向可以有 180° 的自由度，垂直于灯条方向有 90° 自由度同时保留焊接与走线出口。



6.4 系统集成与综合调试

在完成各模块独立测试后，进行了系统级联调试。重点解决了超声波干扰光敏读数（通过软件滤波解决）及语音模块与蓝牙串口冲突（分配不同 UART 通道）的问题。

最终测试表明：

测试项目	设计指标	实测结果	结论
中心照度	> 500 Lux (AA级)	1170 Lux (稳定)	达标
调光线性度	无频闪，平滑	纹波 72mv, <1%	优秀
语音响应	< 0.5秒	平均 450ms	灵敏
整机成本	< 200 元	约 150 元	高性价比
屏幕显示	刷新率>5HZ	5HZ刷新率	达标，舒适
控制响应	<0.1s电压调控	响应时间<0.02s	超额完成

1. 响应速度：语音指令平均响应延迟 < 500ms，识别准确率 > 95%。
2. 调光性能：自动模式下，环境光从 100Lux 变化至 1000Lux，桌面照度波动 < 5%。
3. 无影效果：展开双翼辅灯后，书写阴影较传统台灯减少约 80%，达到了设计预期的无影效果。



6.5 本章小结

本章全面阐述了创意台灯控制系统的软硬件综合设计与工程实现，重点分析了以 STM32 为核心的控制架构，通过有限状态机（FSM）巧妙解决了语音、蓝牙、旋钮及传感器等多源信号的逻辑仲裁与优先级调度问题，确保了系统在多模态交互下的逻辑确定性。在算法与智能化层面，系统不仅通过双闭环 PID 与输出斜率限制算法实现了电源输出的高精度稳压与柔和调光，更创新性地利用 CI1302 芯片与知识蒸馏技术，在边缘端成功部署了轻量化语音模型，配合超声波手势与红外感应，构建了“听-思-行”一体的主动与被动相结合的智能化体验。此外，结合独特的“飞鸟”式三折叠机械结构设计，物理上消除了书写阴影，实现了从电子控制到机械结构的深度耦合。最终的系统集成测试验证了各功能模块的协同稳定性，证明了该设计不仅满足了国标 AA 级高品质照明的基础需求，更在智能化交互与人性化体验上取得了显著突破，成功将传统的电力电子装置升级为具备环境感知与意图理解能力的智能终端，为电力电子技术在消费电子领域的智能化应用提供了具有参考价值的工程范例。

7 总结与展望

7.1 课程小结

本项目历时六周，是一次从底层元器件选型、硬件焊接调试到上层嵌入式代码编写及理论建模分析的全流程工程实践，深刻体现了电力电子技术与自动控制原理的深度交叉与融合。在理论构建层面，通过对 Buck 变换器进行传递函数建模，我深入理解了开关电源小信号模型的推导过程，并利用波特图等频域分析工具量化评估了系统的稳定性与动态响应，明确了相位裕度对系统瞬态表现的指导意义。在工程实现层面，不仅熟练掌握了 STM32 微控制器 ADC 高频采样、PWM 波形生成及中断调度等关键外设的配置，更通过大量的实验调试，掌握了数字 PID 控制器参数整定的工程化方法，特别是从比例增益入手，逐步引入积分消除误差、微分改善动态的“凑试法”策略。最终，项目不仅成功交付了一台在满载工况下输出稳定的 12V/2A 直流稳压电源，更在此基础上完成了系统级的应用扩展，成功构建了一套集成了离线语音交互、蓝牙无线通信及超声波手势感应功能的智能台灯系统，实现了从单一电源模块到复杂智能终端的跨越。

对于个人成长而言，本次课程设计最大的收获在于深刻认知并跨越了“理想数学模型”与“物理工程实物”之间的鸿沟。在理论仿真阶段看似完美的控制参数，在实际电路中往往受到线路寄生电感、功率器件开关噪声以及 ADC 采样抖动的严峻挑战，导致系统出现预料之外的振荡或不稳定。这一过程迫使我跳出理论舒适区，在软件算法中引入滑动平均滤波等预处理环节，并学会在控制带宽与抗扰性能之间进行工程权衡，通过适当降低控制环路的带宽来换取系统在实际工况下的强鲁棒性。针对未来的课程教学，建议考虑引入频域分析仪（FRA）的实测环节。若能通过仪器直接扫描出实际电源硬

件的环路增益波特图，并将其与 MATLAB 理论仿真曲线进行同屏对比，将能更直观地揭示 ESR 零点、高频极点等寄生参数对系统频域特性的具体影响，帮助后续学生建立更为立体、客观的“理论—实践”映射观，进一步提升解决复杂工程问题的能力。

7.2 课程收获及建议

收获：

本次课程设计的最大收获在于深刻领悟了“理论模型”与“工程实物”之间辩证统一的关系，并将抽象的自动控制理论成功具象化为解决实际非线性系统问题的工具。

首先，通过将离散的开关动作线性化，推导出的占空比到输出电压的小信号传递函数，不再仅仅是书本上的公式，而是成为了连接物理电路与控制算法的桥梁。特别是项目中关于输出电容 ESR（等效串联电阻）的讨论，让我深刻认识到寄生参数对系统零极点分布的决定性影响——ESR 引入的左半平面零点虽然在频域上提供了额外的相位超前，增加了系统的稳定裕度，但同时也带来了输出纹波的恶化。这种理论分析与仿真波形的高度吻合，让我对零极点配置对系统时域响应（如超调量、调节时间）的控制作用有了直观且深刻的理解。

其次，在控制系统设计与调试层面，我学会了如何运用频域分析法（Frequency Domain Analysis）来指导控制器的参数整定。通过绘制波特图（Bode Plot）与奈奎斯特图（Nyquist Plot），我能够量化评估系统的相位裕度（Phase Margin）与截止频率，从而在设计 PID 参数时，不再盲目依赖“凑试法”，而是有目的地通过调整增益来权衡系统的快速性与稳定性。此外，项目中采用的“前馈+反馈”复合控制策略，验证了控制理论中关于干扰抑制的观点：前馈控制能够针对输入电压扰动提供及时的开环补偿，弥补了单一反馈控制在误差产生后才进行调节的滞后性，这让我对现代控制理论中“多自由度控制”的优势有了工程层面的验证。

最后，在数字化实现层面，通过 STM32 的编程实践，我深入理解了采样定理（Shannon Sampling Theorem）在数字控制系统中的边界约束。在处理 ADC 采样数据时，必须充分考虑混叠现象与量化噪声，软件中的滑动平均滤波算法与 PWM 生成的离散化时基，实际上是连续域控制理论在离散域实现的投影。这一过程让我明白了在有限字长和有限带宽的嵌入式平台上，如何通过算法优化来逼近理想的连续控制效果。

建议：

针对后续的课程教学，建议增加关于频域分析仪（Frequency Response Analyzer, FRA）的实测教学环节。目前我们主要依赖数学推导和仿真软件（如 MATLAB/PSIM）来获得系统的波特图，但在实际硬件电路中，PCB 布局寄生参数、磁性元件的非线性特性都会导致实际环路增益与理论模型存在偏差。如果能引入 FRA

仪器，让学生亲手测试并对比“理论波特图”与“实测波特图”的差异，将能更直观地揭示系统带宽、增益裕度等指标的物理真实性，从而帮助学生建立更为严谨、客观的“模型—实物”映射观，进一步提升解决复杂工程问题的能力。