

单相交流电子负载

摘 要

单相交流电子负载可模拟真实环境中的负载，解决了测试精度问题，被广泛应用于各种电源的测试。

本文设计的是采用 STM32G474RET6 和 STM32F042P6F6 作为控制核心，单相全桥 PWM 整流器和单相半桥逆变器作为核心电路部分。系统先通过 STM32G474RET6 单片机及其外围器件，依据锁相环技术，对交流输入侧的功率因数进行调整，并将交流源转换成直流电压，再通过 STM32F042P6F6 单片机及其外围器件，依据 SPWM 技术，将直流转换成交流进行能量反馈。该系统成功实现了模拟电容、电阻、电感负载，输入侧功率因数在 0.5-1.0 范围内可调及能量以 50Hz 交流电进行反馈等功能。

按照题目要求进行参数计算设计选取元器件，之后搭建实物电路并上电测试，实际测试表明系统的符合题目要求。

关键词：AC-DC-AC 锁相环 全桥整流 半桥逆变 SPWM

1 设计方案工作原理

1.1 预期实现目标定位

设计并制作一个单相交流电子负载，其中负载特性模拟单元可模拟电阻性、电感性、电容性负载，能量回馈单元能将尽可能多的能量以 50Hz 交流电回馈。模拟电阻性负载时，输入为 $U_1=30V$ 、 $I_1=2A$ ，输入功率和回馈功率之差越小越好；模拟电感性负载和电容性负载，输入为 $U_1=30V$ 、 $I_1=2A$ ，输入侧功率因数 $\cos\varphi_1$ 能根据数字设定在 0.50~1.00 范围内自动调整。

1.2 系统工作原理及技术方案比较

单相交流子负载需要模拟纯阻性以及特定功率因数范围的电感和电容特性，并将能量以交流电形式实现反馈。故单相交流子负载电路的主电路包括负载模拟

电路与能量反馈电路两部分。负载模拟电路使用全桥整流将交流电变换为直流电，并借助锁相环追踪输入电流相位，通过 PI 控制实现相位可调，以此模拟各种负载特性。

对于逆变模块，有三种方案可以选择：（1）全桥逆变器（2）Buck 与交流耦合结合电路，（3）半桥逆变器。其中全桥逆变电路设计较为复杂，而 Buck 与交流耦合结合电路效率较低，半桥逆变设计简单、程序简易、成本较低、易于实现，因此最终能量反馈电路模块选用半桥逆变器实现能量反馈。

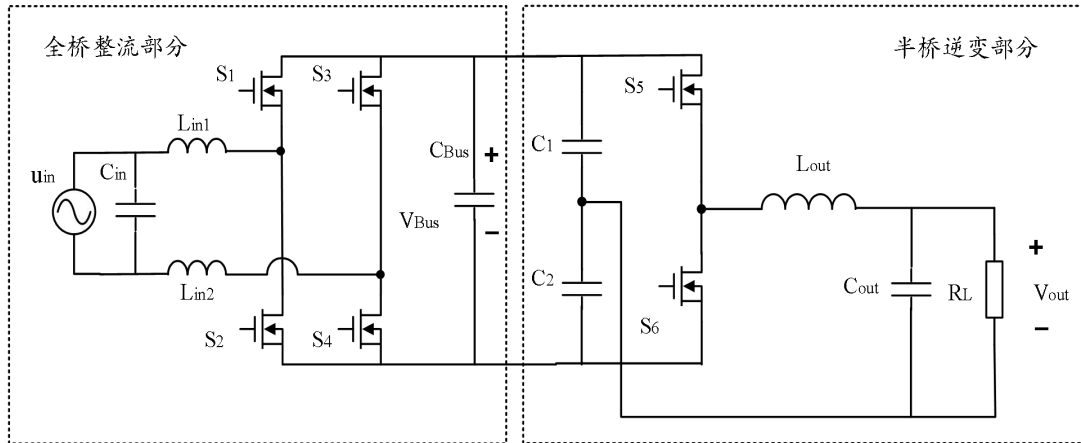


图 1.1 系统设计拓扑图



图 1.2 系统框图

2 核心部件电路设计

2.1 电路参数计算及选型

（1）母线电容的计算

定义 v_{in} 、 i_{in} 为输入电压、输入电流瞬时值，输入电压有效值 $V_{rms} = 30V$ ，输入电流有效值 $I_{rms} = 2A$ ， φ_1 为输入电流与输入电压相位差， φ_2 为负载输出电压与输入电压相位差。角频率 $\omega = 100\pi$ ，输入电压 $v_{in} = \sqrt{2}V_{rms} \sin \omega t$ ，输入电流 $i_{in} = \sqrt{2}I_{rms} \sin(\omega t - \varphi_1)$ ，输入功率 $p_i = V_{rms}I_{rms} \cos \varphi_1$ ，输出功率 $p_o =$

$2V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sin^2 (\omega t - \varphi_2)$, 对于母线电容, 其储存的能量为初始储存能量与输入能量之和减去输出能量, 并代入 p_i 和 p_o 的表达式可得

$$V_{Bus} = V_{Bus}(0) \left[1 - \frac{V_{rms} I_{rms}}{2\omega C_{Bus} V_{Bus}^2(0)} (\sin(2\omega t - \varphi_1) - \cos \varphi_1 \sin(2\omega t - 2\varphi_2) - \sin 2\varphi_2 \cos \varphi_1 + \sin \varphi_1) \right]$$

当电容较大时, 纹波可以化简为

$$r = \frac{V_{rms} I_{rms}}{\omega C_{Bus} V_{Bus}(0)^2} \sqrt{(\cos \varphi_1 - \cos \varphi_1 \cos 2\varphi_2)^2 + (\cos \varphi_1 \sin 2\varphi_2 - \sin \varphi_1)^2}$$

当且仅当 $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ 时, 纹波为0, 当 $\varphi_1 = 0$ 、 $\varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2}$ 时, 纹波取最大值

$$r_{max} = \frac{2V_{rms} I_{rms}}{\omega C_{Bus} V_{Bus}(0)^2}$$

纹波控制为5%, 初始母线电压值60V, 带入数据可得电容值 $C_{Bus} = 2122\mu F$ 。

(2) 负载电阻参数计算

定义开关管 S_1 , S_4 占空比为 d_1 , 开关管 S_5 占空比为 d_2 , 假设效率 η 为0.9, 根据伏秒平衡原理并代入各参数可得

$$d_1 = \frac{\frac{\sqrt{2}V_{inrms} \sin \omega t}{V_{Bus}/2} + 1}{2}$$

$$d_2 = \frac{\frac{\sqrt{2}V_{rms} I_{rms} R_L \cos \varphi_1 \eta \sin(\omega t - \varphi_2)}{V_{Bus}/2} + 1}{2}$$

由上式可知, 两种占空比与母线电压、负载电阻值、输入功率因数等有关, 且最小值都为0.5, 考虑控制的简便性和最大占空比的限制, 后级逆变采用开环控制, 一旦设定 d_2 变化规律恒定, 母线电压与负载电阻和输入功率因数之积的根号成正比, 而开关管的电压应力取决于母线电压。因此, 综合考虑电压应力和两个占空比的最大值, 选取 R_L 为 2.5Ω 。

(3) 滤波电感、电容参数计算

半桥逆变器采用SPWM控制方式, 会在输出电压中产生较多谐波分量, 需要通过LC滤波器滤除谐波分量。

工频 $f = 50\text{Hz}$, 选用开关频率 $f_s = 200\text{kHz}$, 截止频率 $f_c = 10\text{kHz}$, 定义 R 为LC滤波电路在 $\omega = 0$ 时的特性阻抗。由于当滤波器工作在通带时, 负载值与滤

波器特性阻抗相等时衰耗为零，滤波器可以将大部分电源能量传送给负载。故滤波器的特性阻抗 $R = R_L = 2.5\Omega$ 。

可得：滤波电感 $L_{out} = \frac{R}{2\pi f_c} = 51.5\mu\text{H}$

滤波电容 $C_{out} = \frac{L_{out}}{R^2} = \frac{1}{2\pi f_c R} = 4.8\mu\text{F}$

(4) 均压电容的计算

电容电压最大脉动为 $\Delta u = |\bar{u}_{C1} - \bar{u}_{C2}| = \frac{\sqrt{2}I_o}{\omega C_1}$ ，由于电压纹波需控制在较小范围，故需选取较大电容，且增大直流分压电容的容值可以减小电压偏差。

得到 $C_1 = C_2 = 15.6\text{mF}$

(5) 全桥整流模块的分析与计算

全桥整流模块由四个开关管构成，采用双极控制， S_1 、 S_4 同时开断， S_2 、 S_3 同时开断。当 $\varphi_1 = 60^\circ$ 、 $\varphi_2 = 45^\circ$ 时，直流母线电压与输出电压的波形图如图 2.2.1 所示。

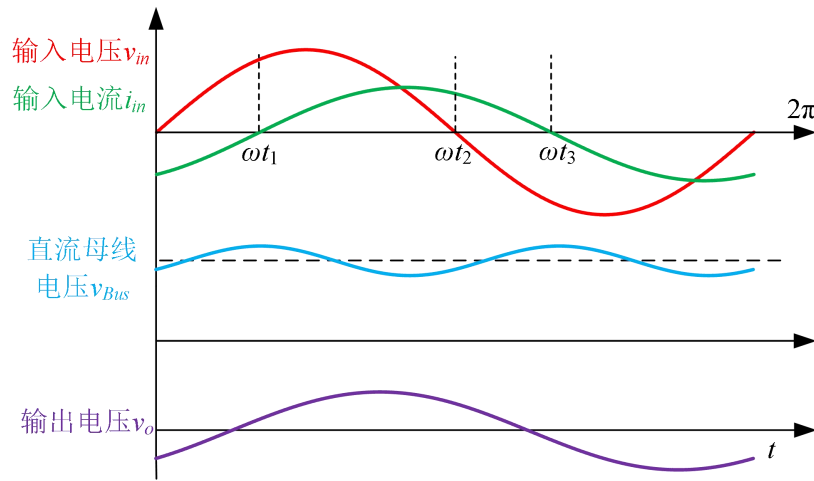


图 2.2.1 电压波形图

$0 \sim \omega t_1$ 时 $v_{in} > 0$ 、 $i_{in} < 0$ 。当 $S_1 S_4$ 导通，负电流绝对值增加，电流斜率为 $-\frac{V_{Bus} - V_{in}}{L}$ ；当 $S_2 S_3$ 导通，负电流绝对值减小，电流斜率为 $\frac{V_{Bus} + V_{in}}{L}$ 。

$\omega t_1 \sim \omega t_2$ 时 $v_{in} > 0$ 、 $i_{in} > 0$ 。当 $S_1 S_4$ 导通，电流减小，电流斜率为 $-\frac{V_{Bus} - V_{in}}{L}$ ，模态如图 2.2.2(a) 所示；当 $S_2 S_3$ 导通时，电流增加，电流斜率为 $\frac{V_{Bus} + V_{in}}{L}$ ，模态如图 2.2.2(b) 所示。

$\omega t_2 \sim \omega t_3$ 时 $v_{in} < 0$ 、 $i_{in} > 0$ 。当 $S_1 S_4$ 导通，电流减小，电流斜率为 $-\frac{V_B + |V_{in}|}{L}$ ；

当 S_2S_3 导通时，电流增加，电流斜率为 $\frac{V_B - |V_{in}|}{L}$ 。

$\omega t_3 \sim 2\pi$ 时 $v_{in} < 0$ 、 $i_{in} < 0$ 时。当 S_1S_4 导通，负电流绝对值增加，电流斜率为 $-\frac{V_{Bus} + |V_{in}|}{L}$ ，模态如图 2.2.2(c)所示；当 S_2S_3 导通负电流绝对值减小，电流斜率为 $\frac{V_{Bus} - |V_{in}|}{L}$ ，模态如图 2.2.2(d)所示。

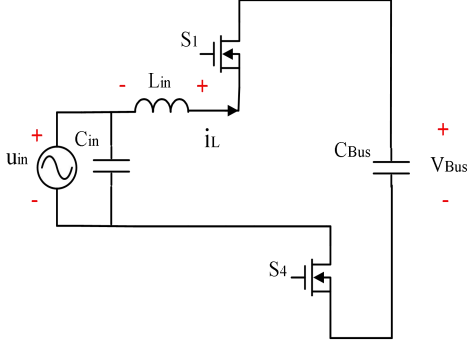


图 2.2.2 (a)

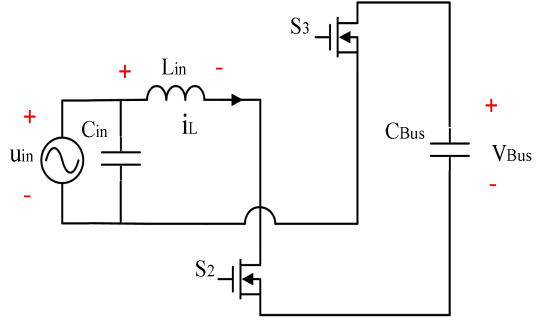


图 2.2.2 (b)

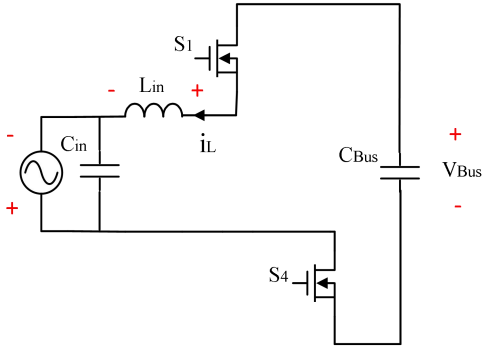


图 2.2.2 (c)

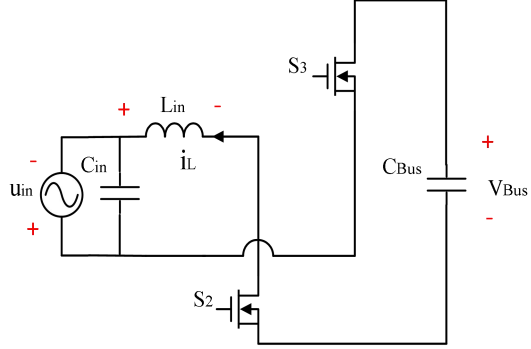


图 2.2.2 (d)

根据伏秒平衡原理，在电压正半周： $\frac{v_{in}}{2d_1 - 1} = V_{Bus}$ ；

电压负半周： $\frac{v_{in}}{-(2d_1 - 1)} = V_{Bus}$ ；

则通过开关管 S_1 ， S_4 的有效电流为

$$I_{S1,4rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{d_1 T_s} (\sqrt{2} I_{rms} \sin \omega t)^2 d\tau} \right)^2 dt} = \sqrt{2} A$$

同理，通过开关管 S_2 ， S_3 的有效电流也为 $\sqrt{2}A$ 。

交流输入端开关管两端的电压应力 $V_{s1} = V_{Bus} = 64V$

为满足有效电流和电压应力的要求，开关管选择型号为 BSC093N15NS5 的 MOSFET。

(6) 半桥逆变模块的计算

半桥逆变模块与全桥整流器的有效电流计算类似,通过半桥逆变模块开关管的电流有效值最大值 $I_{s2rms} = \sqrt{6}$

半桥逆变模块开关管电压应力为 $\frac{V_{Bus}}{2} = 30V$

选择开关管同样为型号为 BSC093N15NS5 的 MOSFET。

(7) 交流输入电感计算

开关周期的前后区间内电流纹波的变化量等值且反向,允许电流纹波为 35%,电感值应满足 $L \geq \frac{U_{Bus}}{2\Delta i_L f_s}$,带入数据可得电感为 151.5 μH ,则交流源两侧的电感值

$L_{in} = 75.8\mu H$ 。

3 系统软件设计

3.1 系统总体工作流程

系统的流程控制主要包括单相全桥整流器的 PWM 生成,以及其中的 PID 控制,锁相环 PLL 设置以及后级半桥逆变电路的能量反馈。

3.2 主要程序框图

前级全桥整流电路程序设计如图 3.2.1 所示

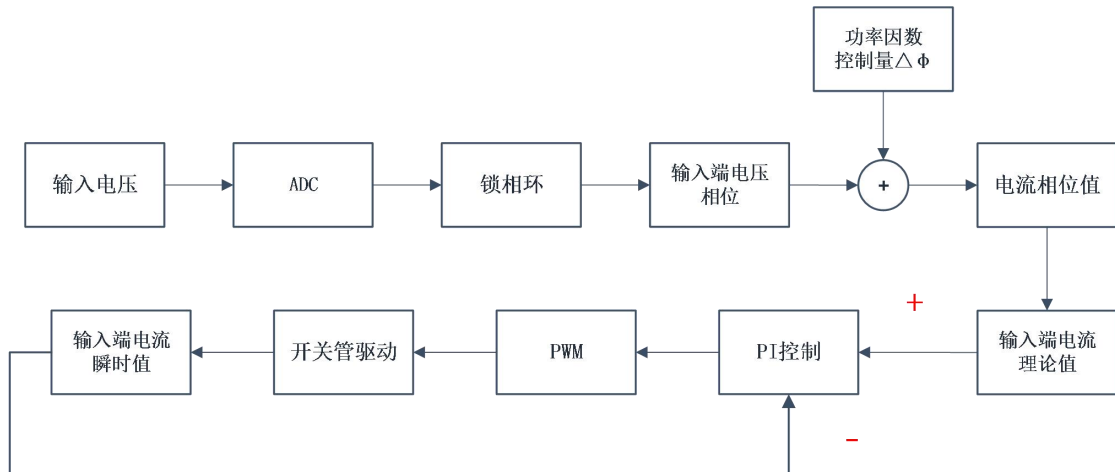


图 3.2.1 前级电路程序实现流程图

后级逆变电路程序设计如图 3.2.2 所示,采用开环控制。

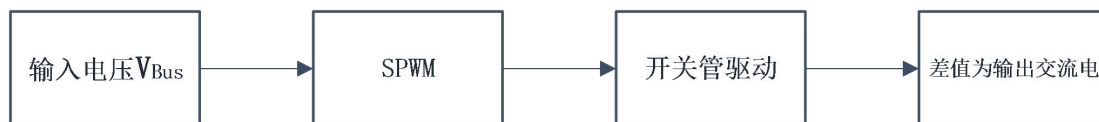


图 3.2.2 后级电路程序实现流程图

4 竞赛工作环境条件

我们团队在电赛中借助学校的良好实验条件，进行电路的设计与硬件的焊接。在设计中使用了实验室提供的焊接工具、电源、示波器、功率分析仪等仪器设备进行电路的焊接与测试，这些良好的实验环境也极大地便利了我们的设计，为我们各类功能的实现打下了良好的基础。

5 作品成效总结分析

在搭建完实物电路后进行上电分析，用示波器观察输入电压、输入电流、输出电压的波形图。由于篇幅限制只给出了部分功率因数图形，其中图 5.1 为电流超前 60° ，即功率因数 $\cos\varphi_1=0.5$ 时的示波器图形。图 5.2 为电流滞后 15° ，即功率因数 $\cos\varphi_1=0.966$ 时的示波器图形。

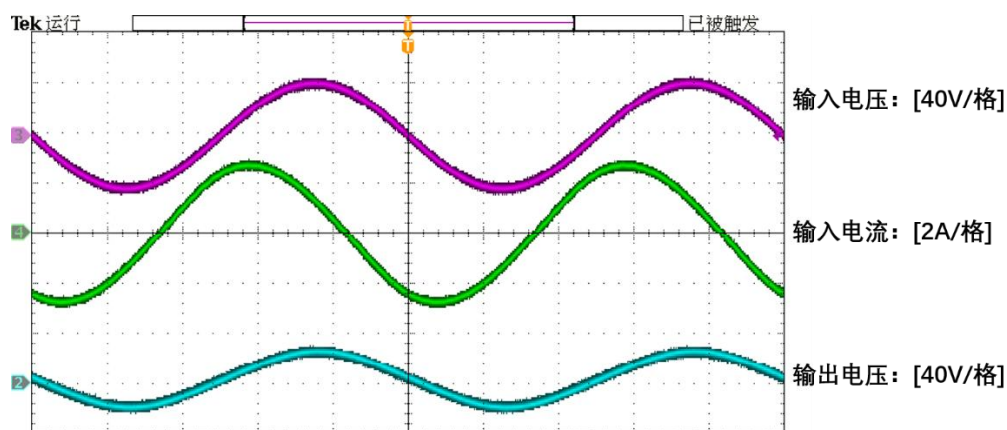


图 5.1 输入电流超前 60°

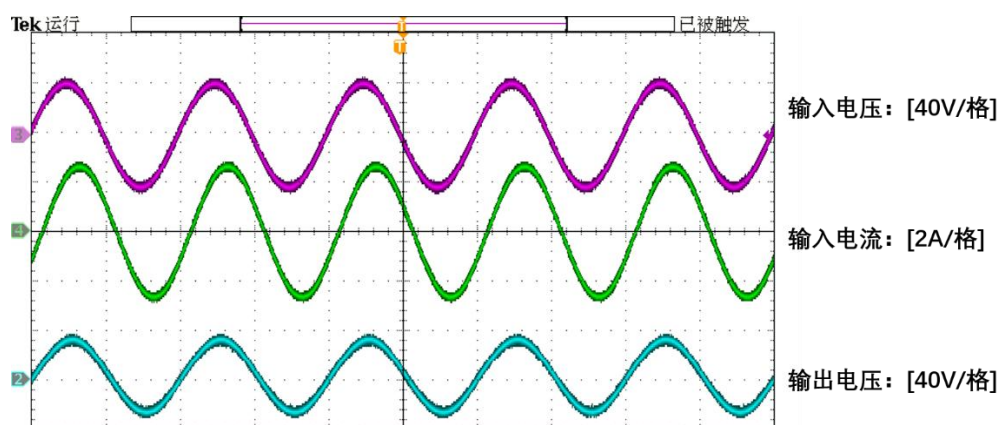


图 5.2 输入电流滞后 15°

通过实验结果验证得到负载特性模拟单元可模拟 电阻性、电感性、电容性负载，同时能量回馈单元能输出 50Hz 交流电，满足所有任务要求。

6 参考资料及文献

[1]陈东华,谢少军.电流型控制半桥逆变器研究(I)——直流分压电容不均压问题[J].电工技术学报,2004,19(4):85-88+51.

[2]贾月朋,任稷林,祁承超,贾月颖.能量回馈型单相交流电子负载的研究[J].电力电子技术,2011,45(6):91-93.

[3]许恺,李彦辉,陈骥群,赵星云.电力电子牵引变压器中的单相 PWM 整流器控制策略的研究[J].电气应用,2020,39(12):55-62.

[4]郭昊天. 基于 d-q 坐标系的单相 PWM 整流器控制策略研究[D].吉林大学, 2020.DOI:10.27162/d.cnki.gjlin.2020.004476.

[5]陈雨枫,曹太强,彭崇文,林玉婷.单相整流器快速动态响应控制策略研究[J].电气传动,2019,49(10):30-33.DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd18838.