

# 单相交流电子负载（A 题）

## 摘要

本文设计的是采用 STM32G474RET3 作为控制核心，通过两级级联电路作为基本电路拓扑实现单相交流电子负载电路。前级我们选择单相双极性 PWM 整流电路作为负载特性模拟单元，将输入电压升至母线电压，同时采取闭环控制输入电流瞬时值相位，进而控制功率因数；后级能量回馈单元我们选择单相 PWM 逆变电路，采用 spwm 控制输出频率保持在 50Hz 的交流电压。

按照题目要求进行参数计算设计选取了元器件，并搭建了实物电路上电测试。实际测试表明，系统在模拟电阻、模拟电感与模拟电容三种负载下，输入功率因数能在 0.5 至 1 范围内进行数字调整。模拟电阻性负载时，输入功率与回馈功率之差很低，均符合题目要求。

关键词：单相交流电子负载电路      锁相环      单相 PWM 整流电路  
单相全桥 SPWM 逆变电路

# 目录

- 一、设计方案工作原理..... 1
  - 1.1 单相全桥整流的论证与选择..... 1
  - 1.2 逆变器模块的论证与选择..... 2
- 二、核心部件电路设计..... 2
  - 2.1 整流器模块..... 2
  - 2.2 逆变器模块..... 4
- 三、硬件电路设计..... 5
  - 3.1 整体电路拓扑图..... 5
  - 3.2 参数计算..... 5
- 四、系统测试..... 7
- 五、参考文献..... 7

# 一、设计方案工作原理

对于前级单相 PWM 整流模块，首先采样得到的交流侧电压送到锁相环中得到其相位和频率，之后将输入电流的相位与设定的功率因数对应的电流相位比较，通过PI控制器改变 PWM 输出，从而修正开关管的占空比，使输入电流的相位跟踪设定的相位，从而获得当前输入侧功率因数 $\cos\varphi_1$ 。交流电压 $v_{in}$ 经过整流电路，转化为直流电压 $v_{Bus}$ 。通过调节输入电压和输入电流的相位差来实现负载的不同特性。当输入电压和输入电流的相位差 $\varphi_1$ 为 $0^\circ$ 时，负载实现电阻特性；当输入电压和输入电流的相位差 $\varphi_1$ 的取值在 $0^\circ\sim60^\circ$ 时，负载实现电感特性；当输入电压和输入电流的相位差 $\varphi_1$ 的取值在 $-60^\circ\sim0^\circ$ 时，负载实现电容特性；

对于后级单相 PWM 逆变模块，通过 SPWM 调制加 LC 低通滤波器，将直流电压逆变为频率为50Hz的正弦交流电，实现DC电压转换为 AC 交流电压。

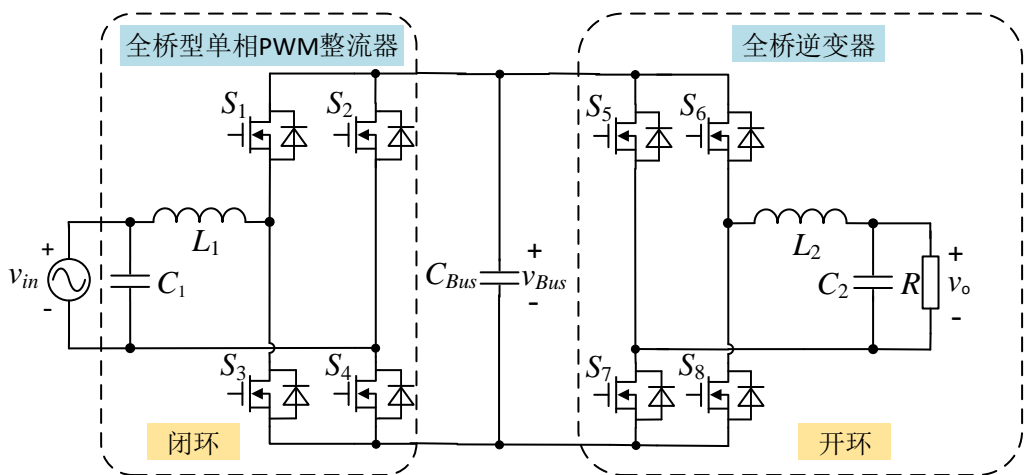


图 1-1 系统主电路图

## 1.1 单相全桥整流的论证与选择

方案一：单极性控制。载波在信号波正半周期或负半周期里只有单一的极性，所得的 PWM 波形在半个周期中也只在单极性范围内变化。

方案二：双极性控制。载波始终是有正有负为双极性的，所得的 PWM 波形在半个周期中有正、有负。

分析：相比两种方案，双极性 PWM 总共存在 4 种交流回路，而单极性 PWM 调制总共存在 6 种交流回路，较双极性 PWM 调制更为复杂，故本系统采用双极性 PWM 调制。

## 1.2 逆变器模块的论证与选择

方案一：半桥式结构逆变器

该方案将整流模块的输出电压经半桥传输到电感，由两只相同的开关管接成电桥结构驱动脉冲变压器原边。

方案二：全桥结构逆变器

该方案将整流模块的输出电压经全桥传输到电感，由四只相同的开关管接成电桥结构驱动脉冲变压器原边。

分析：半桥整流输出电压的峰峰值只有输入电压的一半，因此在输出功率相同的情况下，半桥整流需要承担两倍于全桥整流的反向电压或者电流，故本系统采用全桥结构逆变器。

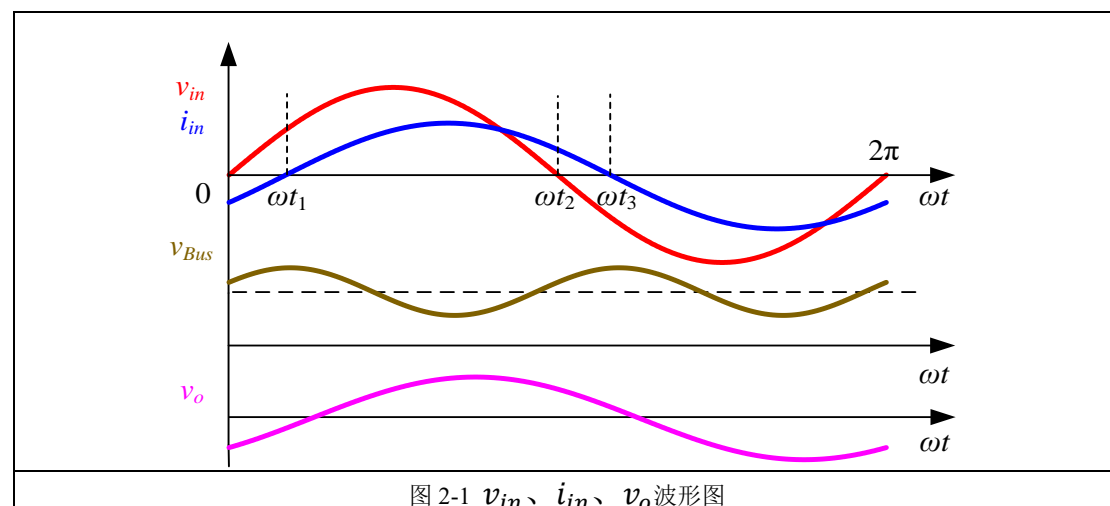
## 二、核心部件电路设计

### 2.1 整流器模块

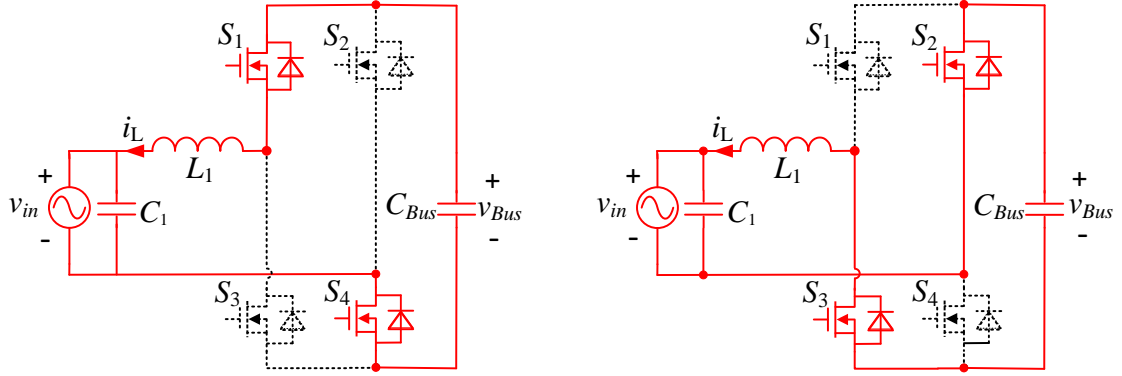
单相 PWM 整流器等效为一个 Boost 型电路。其工作原理中要求两点：一是选择合适的交流侧电感感抗值，使其在储能后能够起到升压的作用；二是直流侧支撑电容 C 足够大，确保直流母线电压波动在允许范围内。

当输入电流方向不同时，每个工作模式有不同的电流回路。由于输入电压和输入电流存在不同相位，故双极性 PWM 调制总共存在八种电流回路。

输入电压 $v_{in}$ 、输入电流 $i_{in}$ 和输出电压 $v_o$ 随时间变化的波形如图所示：



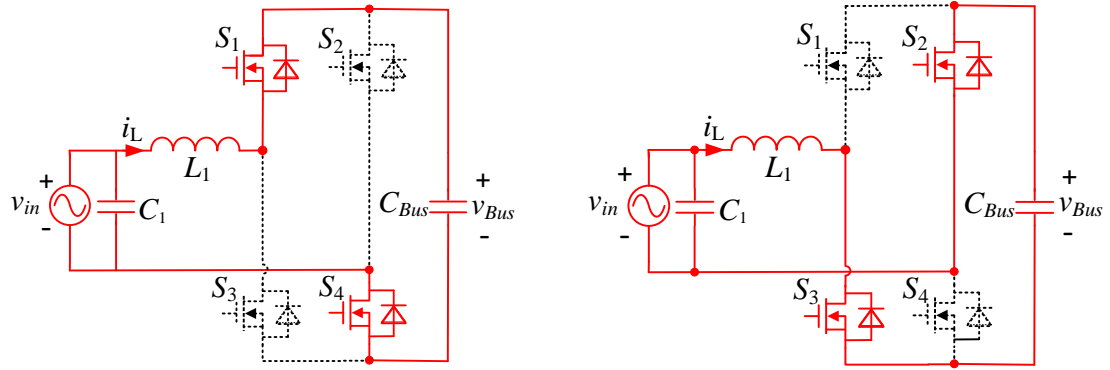
1) 在  $\omega t_0 \sim \omega t_1$  内,  $v_{in} > 0, i_L < 0$



当  $S_1$  和  $S_4$  导通时, 反向激磁, 电流绝对值更大, 斜率  $k = -\frac{v_{Bus} - v_{in}}{L}$  ;

当  $S_2$  和  $S_3$  导通时, 反向去磁, 电流绝对值更小, 斜率  $k = \frac{v_{Bus} + v_{in}}{L}$  。

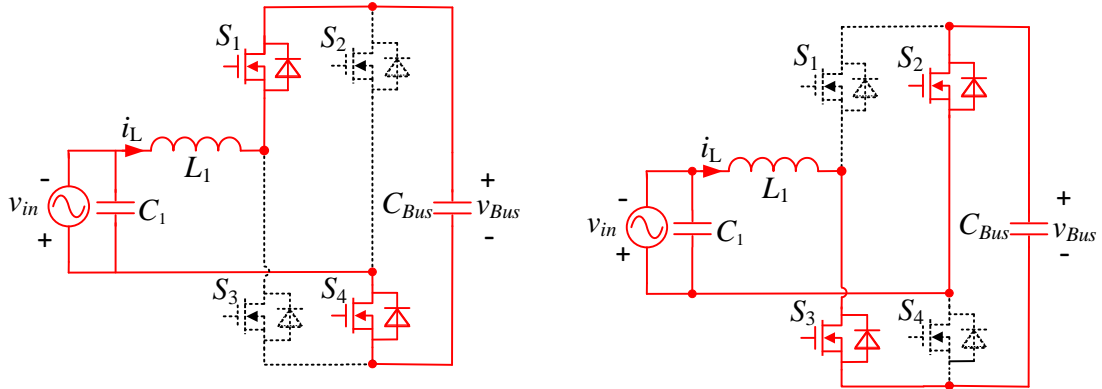
2) 在  $\omega t_1 \sim \omega t_2$  内,  $v_{in} > 0, i_L > 0$



当  $S_1$  和  $S_4$  导通时, 正向去磁, 电流绝对值更小, 斜率  $k = -\frac{v_{Bus} - v_{in}}{L}$  ;

当  $S_2$  和  $S_3$  导通时, 正向激磁, 电流绝对值更大, 斜率  $k = \frac{v_{Bus} + v_{in}}{L}$  。

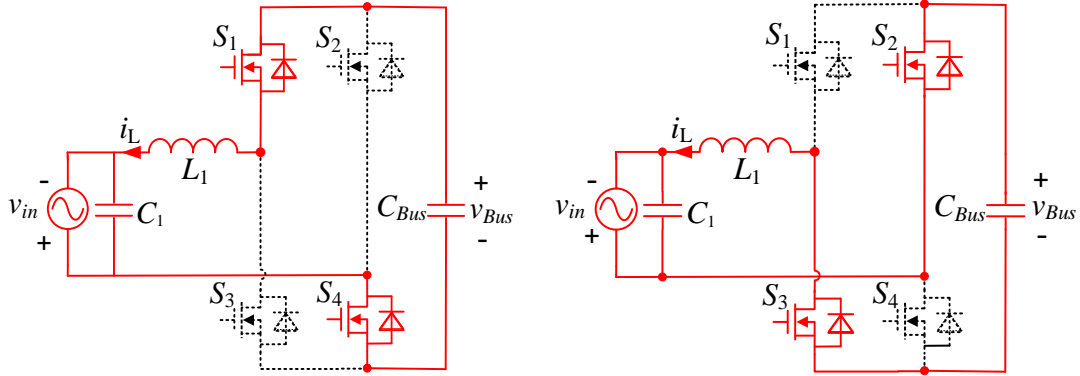
3) 在  $\omega t_2 \sim \omega t_3$  内,  $v_{in} < 0, i_L > 0$



当  $S_1$  和  $S_4$  导通时, 正向去磁, 电流绝对值更小, 斜率  $k = -\frac{v_{Bus} + |v_{in}|}{L}$  ;

当 $S_2$ 和 $S_3$ 导通时，正向激磁，电流绝对值更大，斜率 $k = \frac{v_{Bus}-|v_{in}|}{L}$ 。

4) 在 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 内， $v_{in} < 0, i_L < 0$



当 $S_1$ 和 $S_4$ 导通时，反向激磁，电流绝对值更大，斜率 $k = -\frac{v_{Bus}+|v_{in}|}{L}$ ；

当 $S_2$ 和 $S_3$ 导通时，反向去磁，电流绝对值更小，斜率 $k = \frac{v_{Bus}-|v_{in}|}{L}$ 。

## 2.2 逆变器模块

图 4 为单相全桥逆变器原理图，开关管的控制信号为 SPWM 波， $v_{in}$ 、 $i_{in}$ 分别为逆变桥的输入电压、输出电流， $v_o$ 、 $i_o$ 为逆变器的输出电压、电流， $v_c$ 、 $i_c$ 分别为电容电压和流经电容的电流。

针对两级式逆变器，在 DC-AC 逆变部分，采用单相全桥 SPWM 调制，再经过低通 LC 滤波，调制输出再通过低通 LC 滤波，可减小谐波含量，得到比较标准的正弦波。通过 MCU 产生单相脉宽调制正弦波，MCU 采用 ST 公司的 STM32G474 芯片，驱动全桥回路，输出经低通 LC 滤波，输出标准正弦波。

由于 SPWM 逆变器的谐波较高，需要采用二阶 LC 低通滤波器，LC 滤波器设计既要考虑滤波器的截止频率，也要考虑滤波器的功率容量，滤波器可减小输出电压谐波含量，并且具有滤波阻频特性好、滤波消耗功率少等特性。

### 三、硬件电路设计

#### 3.1 整体电路拓扑图

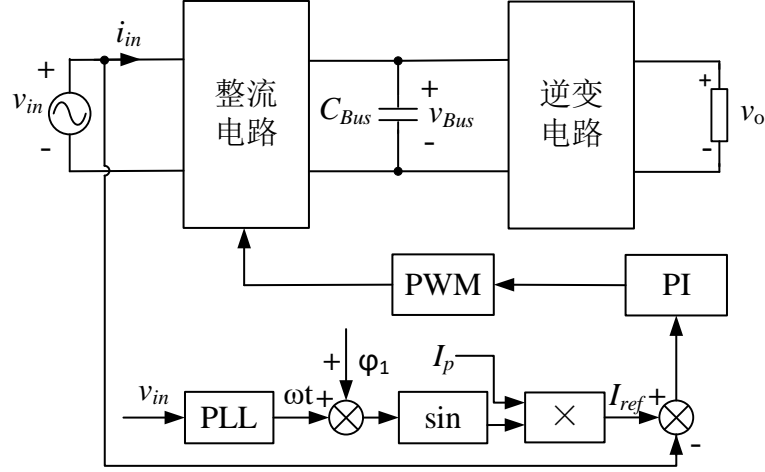


图 3-1 系统设计方案总体框图

#### 3.2 参数计算

##### (1) 整流电路

电感选择：额定输出电压  $v_{Bus}=60V$ ，开关频率  $f=200k$ ，电流纹波值  $\Delta i_L = 20\%I_p = 0.5656A$ 。

$$L \geq \frac{v_{Bus}}{2\Delta i_L f} = 265.2\mu H$$

电容选择：极限情况下  $\cos\varphi = 1$ ，在额定输入电压  $v_{Bus} = 30V$ ，额定输入电流为  $2A$ ，基波频率为  $50Hz$ ，直流输出电压取  $60V$ ，直流母线电压最大允许纹波为  $3\%$ ，即  $\Delta v_{Busmax} = 1.5\%U_{dc}$ 。

$$C \geq \frac{U_s I_s}{2\omega \Delta v_{Busmax} U_{dc}} \cos\varphi = 1.768mF$$

选取  $C = 2mF$ 。

开关管选择：BSC093N15NS5

##### (2) 单相 H 桥逆变器电路

电感选择：  $V_{dc} = 60V$ ，  $V_o = 30V$ ，  $I_o = 2A$ ，  $T_s = 0.02s$ ，  $f_{sw} = 100kHz$ ，  $P_o = 60W$ ，  $I_{rip} = 20\%$ 。

$$\Delta I_{Lmax} = (V_{dc} \times T_s)/4L$$

$$L = \frac{V_{dc}}{4 \times f_{sw} \times \Delta I_{Lmax}} = 265\mu H$$

电容选择：

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{f_{sw}}{10} = 10\text{kHz}$$

$$C = \frac{\left(\frac{10}{2\pi \times F_{sw}}\right)^2}{L} = 0.956\mu\text{F}$$

实际选取 $2.2\mu\text{F}$ 。

前后级占空比分别为：

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

$$d_2 = \frac{\sqrt{2}V_{orms}\sin\theta}{2V_{Bus}} + \frac{1}{2} = \frac{\sqrt{2}V_{inrms}I_{inrms}\cos\varphi \times R \times \eta \sin\theta}{2V_{Bus}} + \frac{1}{2} (*)$$

由(\*)式知, $R$ 不能太大,否则 $V_{Bus}$ 过大,开关管电压应力过大; $R$ 也不能太小,否则 $V_{Bus}$ 过小,不能实现前级升压。故 $R$ 取 $10\Omega$ 。

后级逆变电路采取开环控制,给定后级开关管占空比,取 $V_{om} = 33\text{V}$ ,  $V_{Bus} = 64\text{V}$ , 负载 $R = 10\Omega$ ,  $\eta = 0.92$ , 得

$$d_2 = 0.26\sin\theta + \frac{1}{2}$$

当功率因数 $\cos\varphi_1$ 变化时, 由(\*)式知,  $V_{Bus}$ 也要随之变化, 当 $\cos\varphi = 1$ 时,

$$d_1 = 0.33\sin\omega t + \frac{1}{2}$$

当 $\cos\varphi = 0.5$ 时,  $V_{Bus} = \frac{64}{\sqrt{2}}$ ,

$$d_1 = 0.46\sin\omega t + \frac{1}{2}$$

前级整流输入电压最大值为 $30\sqrt{2}\text{V}$ , 开关管电压应力为 $30\sqrt{2}\text{V}$ , 开关管电流应力为 $2\text{A}$ ; 后级逆变输入电压最大值为 $64\text{V}$ , 开关管电压应力为 $64\text{V}$ , 开关管电流应力为 $1\text{A}$ 。

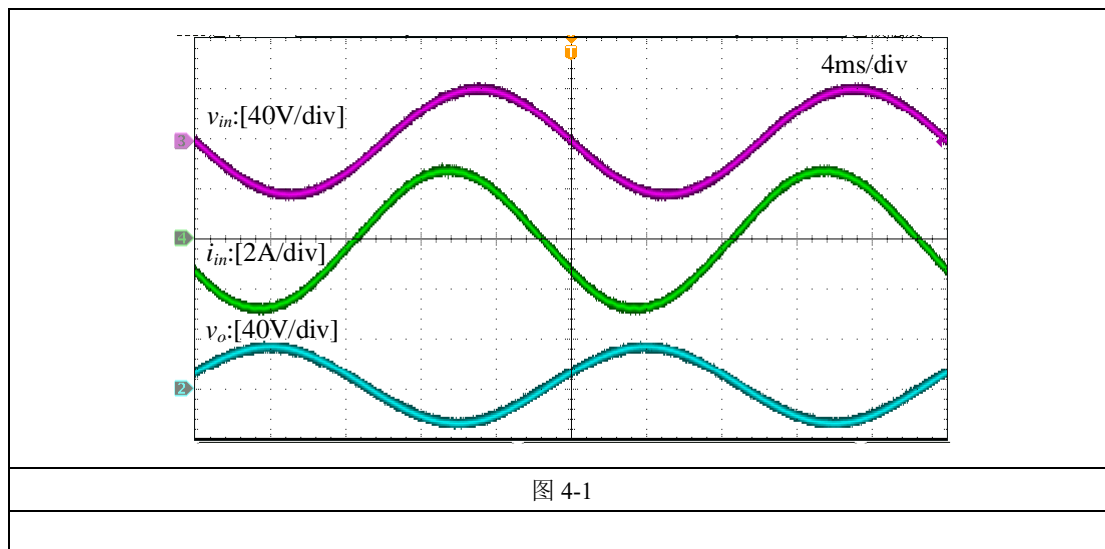
开关管选择: BSC093N15NS5



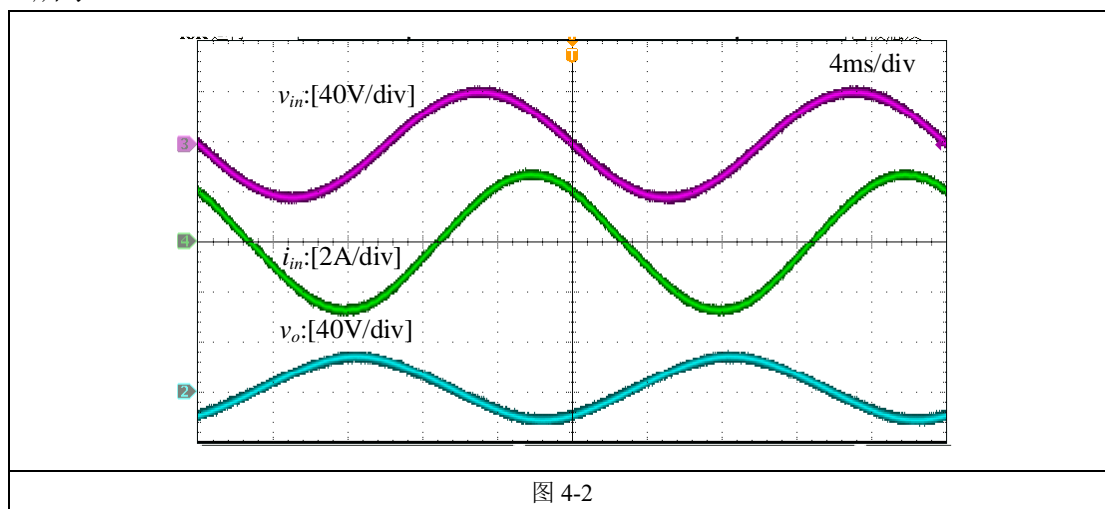
## 四、系统测试

在搭建完实物电路后进行上电分析，接入30V交流电源。

调节输入电流的相位，使其超前于输出电压的相位，示波器显示波形如图 4-1 所示：



调节输入电流的相位，使其滞后于输出电压的相位，示波器显示波形如图 4-2 所示：



## 五、参考文献

- [1] 贺博. 单相 PWM 整流器的研究[D]. 华中科技大学, 2012.
- [2] 郭石垒, 秦会斌. 一种新型单相全桥 SPWM 逆变器设计方法[J]. 电子器件, 2016, 39(05): 1261-1264.
- [3] 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.