

---

## 单相交流电子负载研究

**摘要：**本系统以 STM32G474RET6 单片机为控制核心，采用级联电路拓扑结构实现功率因数可调的单相交流电子负载电路。前级整流电路采用全桥全控整流，通过锁相环和输入电流闭环 PID 控制实现对输入电流波形相位的控制，进而实现对功率因数的控制，从而模拟不同特性的负载；后级逆变电路采用 Buck 电路拓扑，通过调节占空比使其输出一个带直流偏置的正弦波，再通过隔直电容滤除直流部分来确保最终输出 50Hz 正弦交流电，从而实现能量回馈。本系统利用单片机的 ADC 功能采样输入电流，编写 PID 程序，控制输入电流相位；采用单片机的 hrtimer 定时器实现输出两组两两输出互补 PWM 波形；采用 Matlab 生成 Buck 电路占空比的正弦表。

**关键词：**全桥整流；Buck 逆变器；锁相环；PWM；PID 算法

# 1 系统方案论证

系统总体框图如下图。电路整体由单相全桥整流电路和单相逆变电路两部分构成，由于题目要求分别模拟电阻性、电感性、电容性负载，所以需要根据输入电流的相位进行控制。我们通过对交流电流的瞬时值进行闭环控制，来实现对电流幅值和相位的控制。并采用锁相环，使交流电流频率与交流电网电压的频率一致。电源交流电，经过电感滤波后，输入全桥整流电路。因为采用双极性调制，所以将滤波电感一分为二。输入侧有功功率在 30W 到 60W 内变化。利用单片机编程实时改变其占空比，让其经过 Buck 电路和隔直电容后转换为工频正弦波。

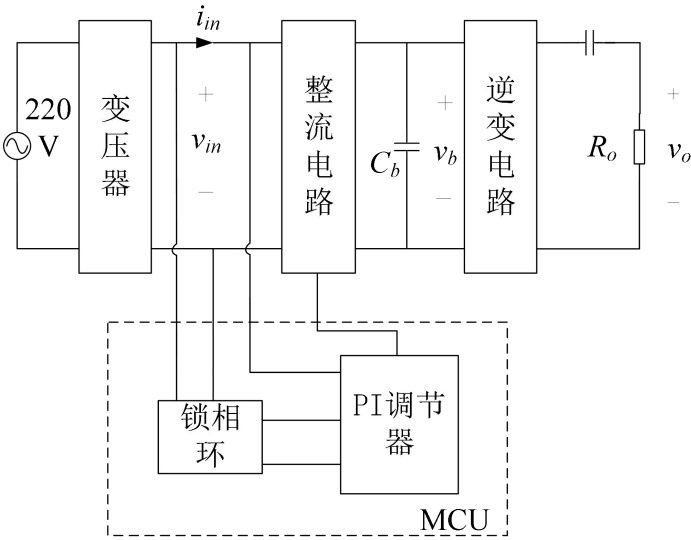


图 1 系统设计方案总体框图

## 1.1 整流电路方案论证

题目要求输入和输出均为单相工频交流电，所以主电路的整体结构由整流电路和逆变电路两部分构成。功率因数在 0.5 和 1 之间时，因均能为后级逆变电路提供稳定的电压。主要方案有以下两种：

方案一：有源 PFC 电路                      方案二：全桥整流电路

方案一搭建有源 PFC 电路，既可以进行高功率因数的 AC-DC 整流，减小输入电流谐波，减小对交流电源（电网）的危害，同时，同一个电路，反向使用可以作为逆变器，方便了后续逆变电路的制作。

方案二使用全桥整流，利用四个 MOSFET 中两个为一组，两组之间互补交替导通。这种方案虽然使用器件多，并且代码较为复杂。但电路稳定且实现方便。故本系统使用方案二。

## 1.2 逆变电路方案论证

方案一 全桥逆变：利用四个 MOSFET 搭建全桥电路，通过改变占空比得到交流输出，其中 MOSFET 两两采用互补的 PWM 波进行导通。

方案二 Buck 逆变电路：先采用 Buck 电路，通过改变占空比得到带直流偏置交流输出，然后再利用隔直电容隔离直流电流，最终得到工频正弦波。

全桥逆变的同步整流桥整流电路控制较复杂且使用器件较多，损耗较高，效率较低。Buck 逆变电路拓扑较为简单，且代码容易实现。最终采用 Buck 的逆变电路。

## 2. 理论分析

### 2.1 负载特性模拟单元

通过对比分析各个方案，最终我们选择使用锁相环实现对输入侧功率因数  $\cos\varphi_1$  的调整。锁相环是一种比较输入与输出相位差的负反馈控制系统。

在锁相环的工作过程中，鉴相器检测出输入信号和输出信号的相位差，并以电压信号的形式输出相位差；低通滤波器滤除鉴相器输出的信号中的噪声和干扰成分，产生压控振荡器的控制电压；压控振荡器控制振荡器输出信号的频率，把它拉向环路输入信号频率；振荡器输出信号的频率、相位再经过反馈通路反馈到鉴相器，形成闭环。当输入信号和输出信号频率相等时，环路被锁定。我们使用锁相环跟踪输入电压的相位，将其与需要调整到的功率因数对应的相位差相加，得到对应的输入电流相位，再以需要的输入电流相位为参考设计电流闭环控制系统，使实际的输入电流的相位按照参考值变化，实现对输入侧功率因数的控制。对于电流闭环系统，为了实现跟踪无偏差，我们选择采用 PI 调节器。具体的控制框图如下：

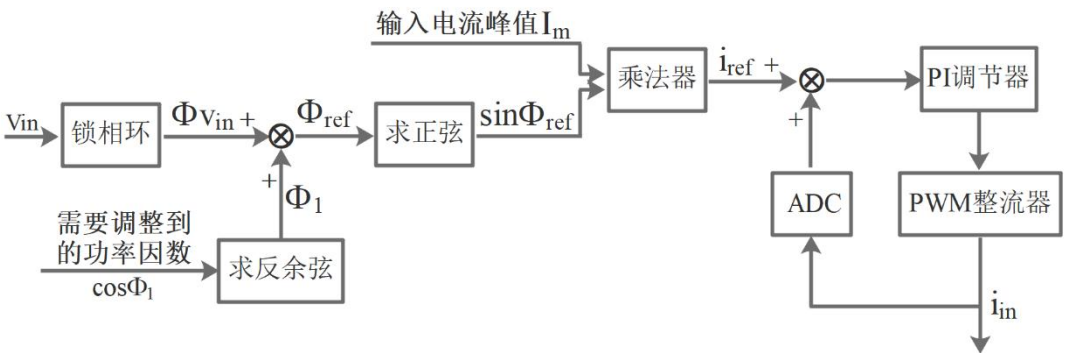


图 2 单相全桥控制框图

## 2.2 能量回馈单元

能量回馈单元即逆变单元，工频交流电源输入，整流后的得到直流电压，经逆变单元再重新转为交流量，实现了能量的反馈，该能量在阻性负载上消耗。

由于要求功率因数在 0.5 到 1 之间可调，且负载性质可为感性和容性，即功率角在负 60 度到 60 度之间可调。当电压超前电流时模拟感性负载；电压滞后电流时模拟容性负载；电压与电流同相时为感性负载。

## 3. 电路与程序设计

### 3.1 硬件设计

#### 3.1.1 主电路图

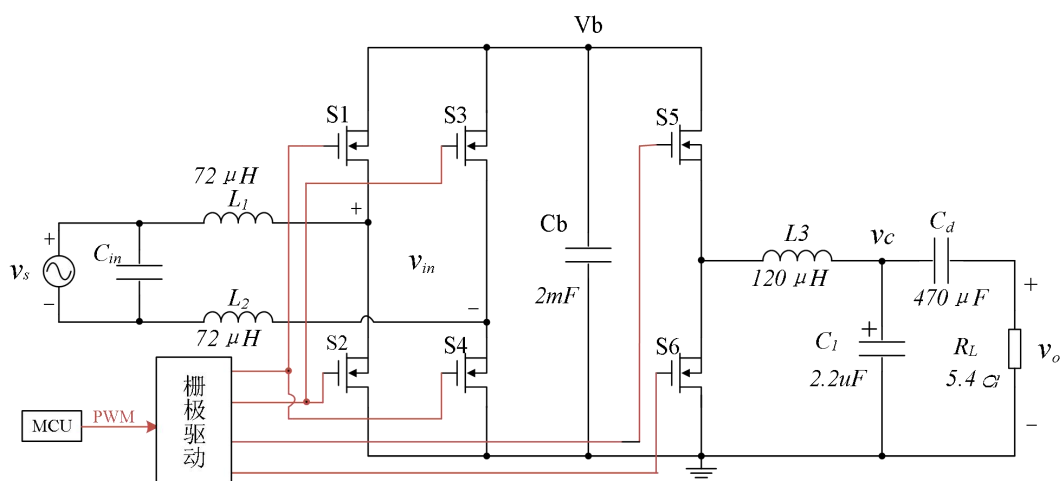


图 3 系统主电路图

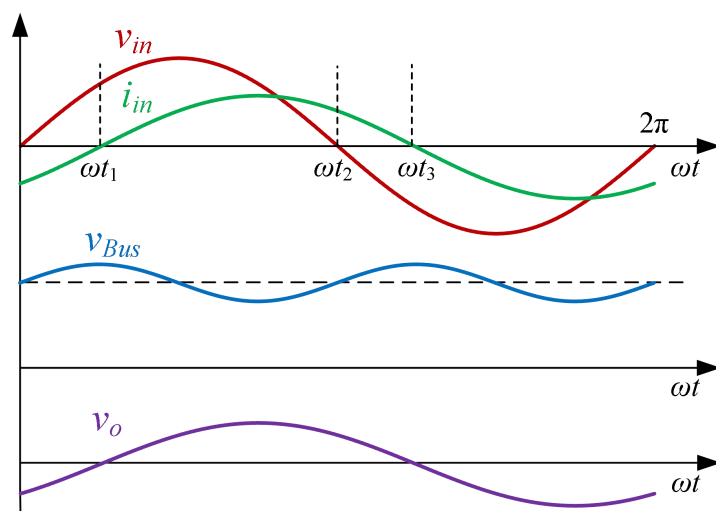


图 4  $\varphi_1 = \frac{\pi}{4}$ 、 $\varphi_2 = \frac{\pi}{4}$  时输入电压、电流及输出电压波形图

### 3.1.2 不同功能单元电路及器件选择

#### (1) 单相全桥整流

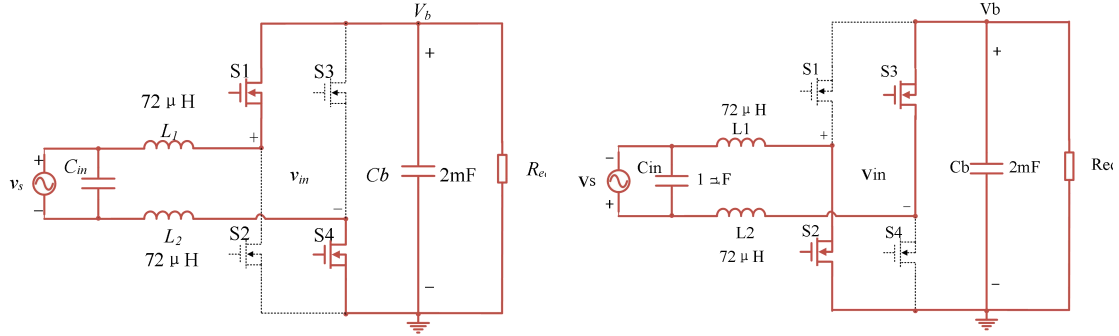


图 5 单相全桥整流电路模态图

#### 电感选择:

假设电源电压为 $v_s$ ，整流器后直流侧电压为 $V_b$ ，占空比为 $D$ ，单相 PWM 整流器开关周期为 $T_s$ ，开关频率为 $f_s$ ，电路允许的电流纹波值为 $\Delta i_L$ ，则开关周期内开关管导通时间为 $t_{on} = DT_s = D/f_s$ 。当 $S_1$ 、 $S_4$ 导通时，输入电流变化量为：

$$\Delta i_{L1} = i_L(t_{on}) - i_L(0) = \frac{D(V_b - v_s)}{f_s L} \quad (3.1)$$

当 $S_2$ 、 $S_3$ 导通时，输入电流变化量为：

$$\Delta i_{L2} = i_L(T) - i_L(t_{on}) = \frac{(1-D)(-V_b - v_s)}{f_s L} \quad (3.2)$$

由一个开关周期内电流纹波关系可知：

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= |\Delta i_{L1}| = |\Delta i_{L2}| \\ \Delta i_{L1} &= -\Delta i_{L2} \end{aligned} \quad (3.3)$$

联立以上式子，可以求出交流侧电感值为：

$$L = \frac{V_b^2 - v_s^2}{2\Delta i_L V_b f_s} \quad (3.4)$$

为了使电感值可以满足所有时间的输入电流滤波要求，则电感值需要不小于 $u_s = 0, \Delta i_L$ 最大时对应的电感值。

$$L \geq \frac{V_b}{2\Delta i_L f_s} \quad (3.5)$$

我们选取 0.3 的电流纹波系数，经过计算，我们选取 144uH 的交流侧电感。

由于采用双极性调制，将其分成两个 72uH 的电感。

#### 开关管选型：

当 $S_1$ 、 $S_4$ （ $S_2$ 、 $S_3$ ）导通时，母线电压 $V_b$ 即 60V 全部加至 $S_2$ 、 $S_3$ （ $S_1$ 、 $S_4$ ），电压应力为 60V。

分析不同模态下电感电流变化，可写出 $V_{in}$ 伏秒平衡的公式：

$$(V_B - |V_{in}|)D = (V_B + |V_{in}|)(1-D) \quad (3.6)$$

$V_{in}$ 按工频正弦变化， $V_b$ 在 60V 附近波动，因此在一个工频周期中，占空比是不断变化的。每个开关周期电流的有效值随占空比变化。

$S_1$ 、 $S_4$ 在一个开关周期内的电流有效值为：

$$i_{rms1,4} = \sqrt{\frac{\int_{t_0}^{t_0+DT_s} (\sqrt{2}I_{rms} \sin \omega t)^2 dt}{T_s}} \quad (3.7)$$

其中， $T_s$ 为开关周期， $t_0$ 、 $DT_s$ 分别为开关周期内 $S_1$ 、 $S_4$ 导通的起始时间、导通时间。

$S_1$ 、 $S_4$ 在一个工频周期内的电流有效值为：

$$I_{rms1,4} = \sqrt{\frac{\int_0^\pi (i_{rms1,4})^2 d\omega t}{\pi}} \quad (3.8)$$

计算得到 $I_{rms1,4}$ 为 $\sqrt{2}$ A，同理可求得 $S_2$ 、 $S_3$ 在一个工频周期内的电流有效值也为 $\sqrt{2}$ A，可以得到电流应力为 2A。

考虑一定的裕量，我们选择 BSC093N15NS5 的开关管。

#### 电容选择：

滤波电容 $C_b$ 用来平衡输入输出功率：

$$\frac{1}{2}C_b v_b^2 = \frac{1}{2}C_b V_{b(0)}^2 + \int_0^t (p_{in} - p_o) dt \quad (3.9)$$

其中 $v_b$ 为母线瞬时电压。

可以由此得到 $v_b$ 的公式，进行求导，可以得到 $v_b$ 的最大值和最小值，纹波电压系数的计算公式如下：

$$S = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2V_{aver}} \quad (3.10)$$

纹波电压系数应小于 5%，可以求得直流侧并联滤波电容 $C_b$ 为 2mF。

## (2) Buck 逆变电路的参数

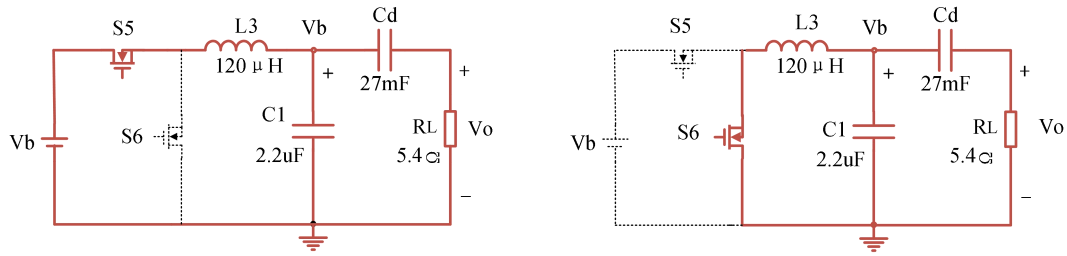


图 6 Buck 逆变电路模态图

### LC 滤波器滤波电容、电感选择:

无源 LC 滤波器的截止频率为:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}} \quad (3.11)$$

在转折频率之前，LC 滤波器的幅值基本保持不变，在转折频率之后，LC 滤波器的幅值以-40dB 的斜率进行衰减。因此，为了降低输出电压的总谐波失真率（THD），并且保持基波幅值不被衰减，必须保证截止频率远远大于基波频率 50Hz，同时又要远远小于开关器件的频率 100kHz，我们选定无源 LC 滤波器的截止频率为 10kHz。

为防止畸变，我们选取 2.2uF 的滤波电容，由以下公式，我们可以计算得到滤波电感为:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \times 10^3 \times 2.2 \times 10^{-6}} = 115.14 \mu H \quad (3.12)$$

我们选取 120uH 的滤波电感。

### 隔直电容选择:

交流电压峰值在电容上的分量，要小于直流电压乘电压纹波系数。纹波系数取 0.03,可以求得电容值为 27mF。

### 电阻负载选择:

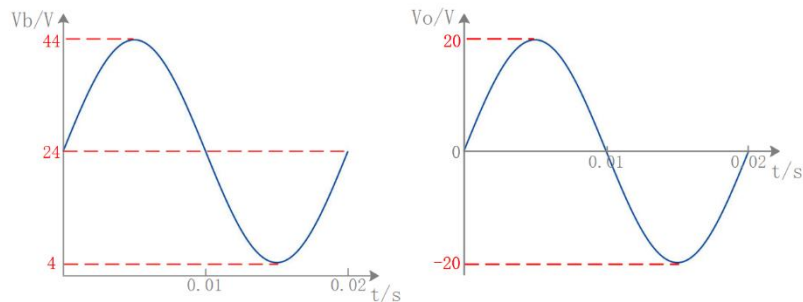


图 7 隔直前后电压波形图

有功功率从 30W 变至 60W，母线电压从 48V 变至 64V。Buck 逆变电路，通过改变占空比实现逆变，我们通过编程让占空比在 12.5%到 87.5%范围内变化。当母线电压为 48V， $V_c$ 从 6V 到 42V 变化，经过电容将 24V 的直流偏置电压减去后，得到峰值为 18V 的正弦形电压，可以求得负载电阻为  $5.4\Omega$ 。

### 3.2 软件设计

整流部分程序完成了锁相环功能，完成了对输入电压的鉴相工作，可以通过按键识别需要的功率因数，并使输入电流相位与之相对应。通过单片机完成对 ADC 的采样和 PI 调节功能。对整流全桥电路四个桥臂上 MOSFET 的开通和关断，即将 MOSFET 分为两组输入同步互补的 PWM 波形。

逆变器部分程序生成了 Buck 逆变电路所需的互补 PWM 波形，由于在不同功率因数下，输入有功功率变化，母线电压作为 Buck 的输入电压与 Buck 的输出电压的有效值自动同步变化，所以在不同功率因数下，正弦波的同一时刻占空比相同。对于给定的功率因数，输出功率一定，通过调节输出电阻大小改变输出电压，让单片机变占空比实现 Buck 电路输出带直流偏置的正弦波。

因为不同功率因数下，正弦波的同一时刻占空比相同。由前文可知，当输入功率为 30W 时，母线电压为 48V,输出带直流偏置的正弦波峰值为 42V，谷值为 6V，所以波形方程为：

$$V_c(t) = 24 + 18\sin 100\pi t \quad (3.13)$$

每个时刻对应的占空比就为：

$$D_{\text{inverter}} = 0.5 + 0.375\sin(100\pi t) \quad (3.14)$$

因为中断频率 $f_d$ 为 40kHz，中断次数为  $n$ ，那么任意时刻时间 $t = n \times 1/f_s$ ，根据占空比公式在每次中断调节占空比即可。

### 4.系统测试

打开交流电源，测试本系统如下图：



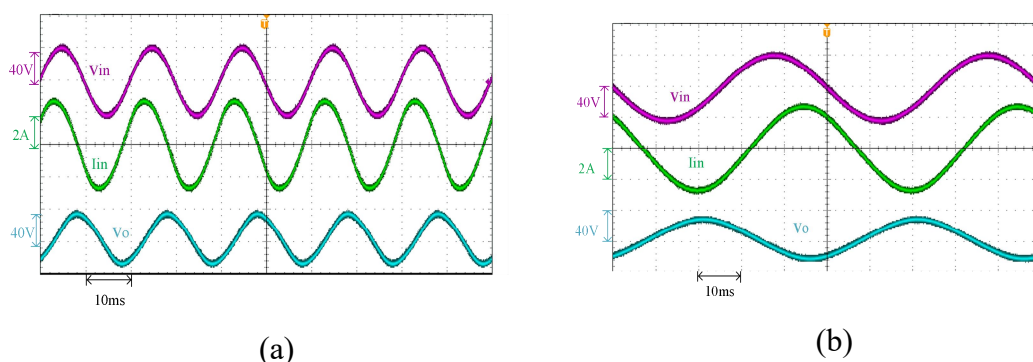


图 8 测试波形

图中给出了本系统某工况下输入电压、输入电流和输出电压波形。其中，图 8(a)中输入电流超前输入电压  $30^\circ$ ，负载为电容性， $\varphi_1 = -30^\circ$ ， $\cos\varphi_1 = \sqrt{3}/2 = 0.866$ ；图 8(b)中输入电流滞后输入电压  $60^\circ$ ，负载为电感性； $\varphi_1 = -60^\circ$ ， $\cos\varphi_1 = 0.5$ 。可以看出，本系统实现了输入侧功率因数的调节和不同特性负载的模拟。由于篇幅限制，其余工况的波形不再给出。经过测试，本系统可以满足题目的所有要求。

## 5. 结论

我们采用单相全桥电路进行整流，采用 Buck 逆变电路通过编程调节占空比，得到带直流偏置的交流电，并通过隔直电容滤去直流分量，得到 50Hz 的正弦波。在整流之前采用锁相环，实现对输入电流相位的控制。该系统我们采用了 STM32G474RET6 单片机，利用其 ADC 功能实现对输入电流的采样，并编写 PI 调节的程序，控制输入电流相位；采用单片机的 hrtimer 定时器实现输出两组两两输出互补 PWM 波形；采用 Matlab 生成 Buck 电路占空比的正弦表。

## 参考文献

- [1]杨亚刚. 基于 LC 滤波电路的逆变器研究与设计[D].西安电子科技大学,2021.
- [2]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.
- [3]张崇巍，张兴. PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社，2003.
- [4]张雪原，吴广宁，叶强，邓明丽，何常红。单相桥式整流电路滤波器参数对功率因数及谐波的影响[J].机车电传动，2007, (05): 27-30
- [5]徐进,帅立国.一种新型软开关 DC-DCPWM 升压变换器设计[J].电子器件,2016,39(02):312-319.
- [6]武琳，杨林，姜远，赵守忠，赵泓博. 一种改进的单相整流器控制策略研究 [J]. 电机与控制学报，2017，21(11)