

单相交流电子负载

摘要：本系统能实现对交流电源模拟电阻性、电感性、电容性负载并以 50Hz 交流电回馈能量。该装置以两级单相全桥电路为主拓扑，采用数字锁相环进行锁相，对网侧电压电流坐标变换后闭环控制直流母线电压和整流器输入电流。系统在 30V 输入电压、2A 输入电流下可模拟阻性、感性、容性负载，输入功率因数在 0.50~1.00 的范围内步进可调，电流控制误差不超过 0.02A，功率因数控制误差不超过 0.002。模拟纯阻性负载时系统损耗功率 ΔP 低至 1.925W，同时具有输入电压电流测量、输入过压过流保护功能，以及恒流、恒阻、恒功率三种额外的负载运行模式，并具有良好的的人机交互界面。

关键词：电力电子负载 能量回馈 PWM 整流 dq 坐标变换

一、方案论证

1.1 比较与选择

1.1.1 整流器拓扑方案选择

方案一：不控整流电路级联 Boost PFC 电路。不控整流电路结构简单，响应迅速，方便整体电路的控制。但是整流二极管通态损耗大，整体效率低。

方案二：PWM 整流电路。电路拓扑结构更为复杂。但是稳定性好，功率因数可以更稳定地控制，同步整流损耗远小于整流二极管通态损耗，效率更高。

综合考虑，为了提升控制的稳定性和效率，选择方案二，PWM 整流电路。

1.1.2 负载特性模拟单元控制方案选择

方案一：PI 控制。使用 dq 变换解耦电压与电流，并分别使用 PI 控制器控制电压环路与电流环路。此方案控制精度高，方案成熟易于调试。

方案二：PI 与准 PR 控制。使用 PI 控制器对电压环路进行控制，使用准 PR 控制器对电流环路进行控制。该方案避免了在单相系统中较为复杂的 dq 变换，但准 PR 控制实现难度更高，不利于整体电路的控制。

综合考虑，为了更好的整体控制效果，使用方案一，PI 控制。

1.2 系统总体方案描述

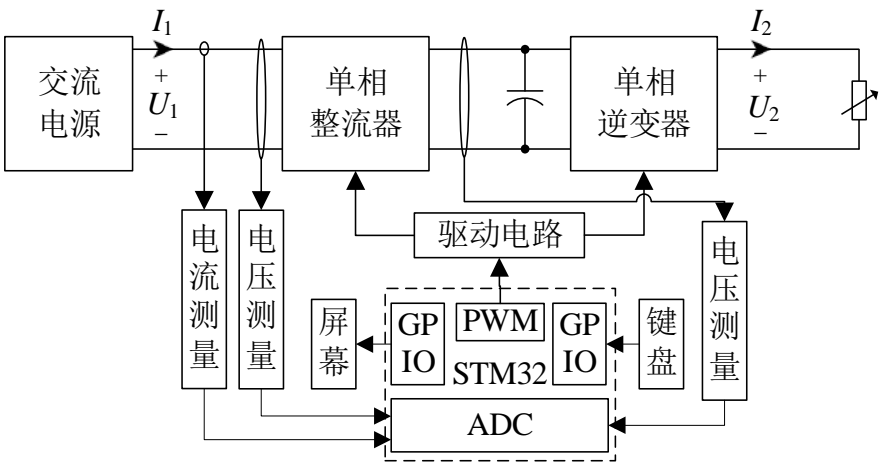


图 1 系统总框图

系统由主电路、测量电路、辅助电源电路、控制电路、人机交互电路组成，系统总框图如图 1 所示。

其中主电路由单相整流电路与单相逆变器级联组成。前级采用 PWM 整流器实现 AC-DC 变换并控制输入电流大小及功率因数；后级单相逆变器实现了题目要求的能量回馈功能，将整流后的能量变换为 50Hz 交流电，并输出到外接的负载电

阻器上。测量电路实现了对输入电压、电流和中间直流电压的测量。

二.理论分析与计算

2.1 提高效率的方法

系统损耗主要来源于开关管的开关损耗、导通损耗，电感铜耗、铁耗，电容等效电阻等无源器件的损耗。因此提高效率应尽可能减小这些因素的损耗。

2.1.1 减少开关管损耗

开关管损耗主要包括开关损耗和导通损耗。为了减少这些损耗，主要从选择合适的开关频率和合适的开关管两个角度进行优化。

选择合适的开关频率：开关频率增大，滤波器截止频率上限提高，从而可以减小电感电容的体积；开关频率减小，开关管的开关损耗会减小，但是电感电容体积增大。折衷考虑，选择 20kHz 的开关频率。

选择合适的开关管：结电容和电路分布电感会影响其开关损耗。因此为了减少其开关损耗，开关管的反向恢复电容应当尽量小。开关管的导通电阻影响其导通损耗，因此开关管导通电阻在合理范围内越小越好。但开关管的寄生电容、耐压等级和导通电阻三者之间往往不能同时最小，需折衷考虑。

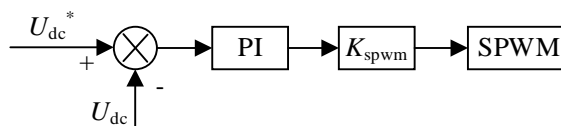
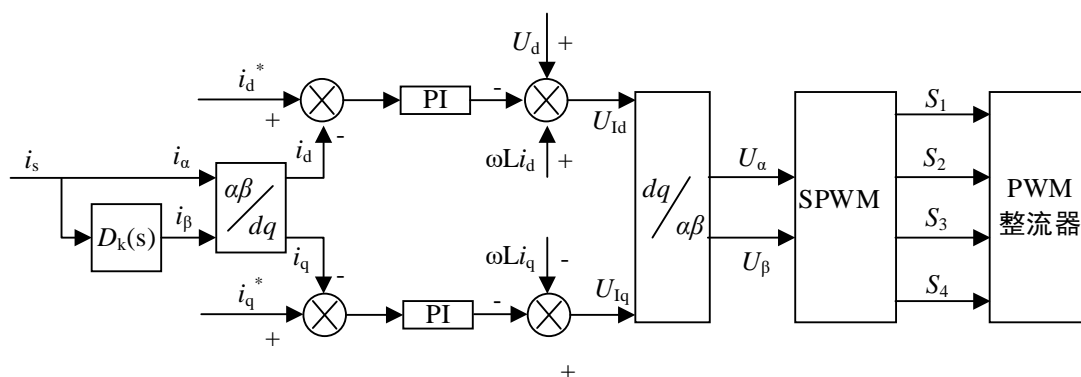
2.1.2 减少无源器件损耗

选择合适的无源器件：电感太小，电流谐波抑制能力差；电感太大，铜耗大。因此需选择大小合适的电感。同时，电感设计时应适当降低电流密度和磁通密度，减小损耗。电容太大，其 ESR 上升，漏电流增大，且对于高频分量抑制能力差；电容太小，电流谐波抑制能力差。因此选择电容时应采用并联多个小电容以组成目标电容、使用 CBB 电容抑制高频分量等方法，使等效串联电阻尽量小，电容性能尽量好。

2.2 整流器控制策略

控制部分分为锁相环与功率因数控制环路，系统通过数字锁相环得到输入电压的频率和相位，并根据相位建立同步旋转的 dq 坐标系。无功功率控制环路中各参量坐标均基于该 dq 坐标系。单相系统由于缺少一个自由度，需要构造一个滞后实际单相系统 90° 的虚拟正交分量来构建两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系，根据实际单相系统与虚拟的正交分量合成电压、电流综合矢量，以实现在 dq 坐标系下改变有功无功电流的大小，对输入侧功率因数进行调控。

控制环路采用电压环和电流环，电压环通过调控后级 SPWM 的调制比控制直流母线电压，电流环采用输入电压前馈和 dq 电流解耦，可独立控制输入电流的 d 轴（有功）分量和 q 轴（无功）分量。根据功率因数的待调值计算 d 轴电流和 q 轴电流的目标值，电流环通过调控输出的 SPWM 改变电流的有功无功分量至目标值。

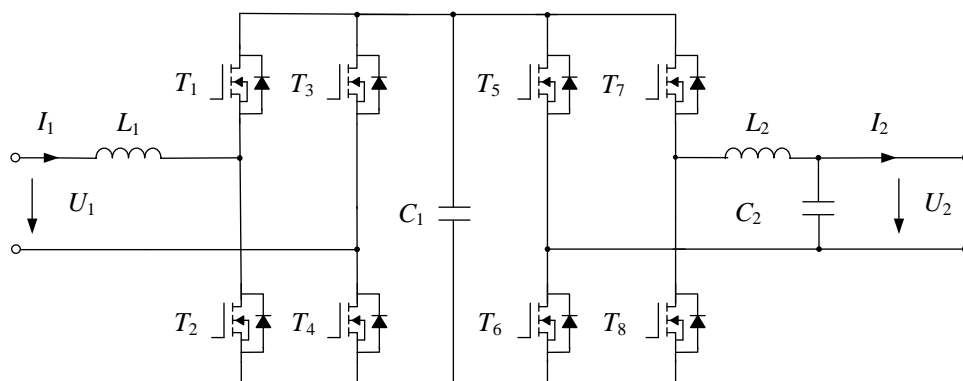


电流、电压控制环路部分的控制框图分别如图 2、图 3 所示。

3.1 主回路与器件选择

3.1.1 主电路设计

该主电路前后级均采用单相全桥拓扑，前级电路作为 PWM 整流器控制输入侧电压电流及功率因数，后级电路采用单相逆变器将能量反馈回电力系统。



3.1.2 输入交流侧电感参数计算

交流侧电感的设计主要考虑两个因素：一是输入电流的跟踪性能；二是其对输入电流波动的抑制作用。它们分别决定了电感取值的上下限。

经过计算可得，电感大小的取值范围是：

$$\frac{U_1(U_{dc}-U_1)}{u_{dc}\Delta i_{s\max}}T_s \leq L \leq \frac{u_{dc}}{I_1\omega} \quad (1)$$

其中， U_1 为输入电压幅值， U_{dc} 为输出直流电压， T_s 为开关周期， $\Delta i_{s\max}$ 为一个开关周期内允许的最大电流波动，考虑到后级的稳定性，取 $\Delta i_{s\max} = 30\% I_1$ ， ω 为输入电压角频率， I_1 为输入电流幅值。

代入参数计算得，电感最小值 $L_{\min} = 813 \mu\text{H}$ ，电感最大值 $L_{\max} = 500 \text{ mH}$ ，实际中留取裕量，电感取值为 1 mH 。

3.1.3 输出交流侧电感、电容参数计算

输出交流侧电感、电容组成一个 LC 低通滤波器。为了更好的滤波效果，需要综合考虑设计电感、电容的大小。在设计电感大小时，主要考虑电感上的最大电压降和纹波抑制效果。这分别决定了电感大小的上下限。根据计算可以得到，

$$\frac{U_{dc}T_s}{8\Delta i_{s\max}I_2} \leq L \leq \frac{0.05U_2}{\omega I_2} \quad (2)$$

其中， U_{dc} 为直流母线电压， T_s 为开关周期， $\Delta i_{s\max}$ 为一个开关周期内允许的最大电流波动，考虑到后级的稳定性，取 $\Delta i_{s\max} = 30\% I_2$ ， U_2 为输出电压幅值， I_2 为输出电流幅值。

代入参数计算得，电感最小值 $L_{\min} = 348 \mu\text{H}$ ，电感最大值 $L_{\max} = 15 \text{ mH}$ 。

电容的取值应当考虑如下两个条件：一是滤波器截止频率应当小于载波频率的 0.1 倍，并大于基波频率的 10 倍；二是在基波频率下滤波电容吸收的无功功率不大于系统有功功率的 5%。根据计算可以得到，电容大小需要同时满足

$$\frac{(2000 \times 2\pi)^{-2}}{L} \leq C \leq \frac{(500 \times 2\pi)^{-2}}{L} \quad (3)$$

$$C \leq \frac{0.05P_2}{2\pi f \cdot U_2^2} \quad (4)$$

其中， L 为实际选择的电感大小， P_2 为交流侧输出功率， f 为逆变器开关频率， U_2 为交流侧输出电压幅值。

经过综合考虑，取电感大小为 $470 \mu\text{H}$ ，电容大小为 $20 \mu\text{F}$ 。

3.1.4 直流电容参数计算

为了抑制直流侧纹波，需要设计合理的直流母线电容。经过计算，在 $\cos\varphi = 1$

的情况下，直流电容的大小为

$$C \geq \frac{U_1 I_1}{2\omega U_{dc} \Delta u_{dc \max}} \quad (5)$$

其中， U_1 为输入电压幅值， I_1 为输入电流幅值， ω 为输入电压角频率， U_{dc} 为输出直流电压， $\Delta u_{dc \max}$ 为输出直流电压允许的最大波动，取 $\Delta u_{dc \max} = 3\% U_{dc}$ 。

代入参数计算可得电容 $C = 892 \mu\text{F}$ ，实际中留取裕量，电容取值为 $1000 \mu\text{F}$ 。

3.1.5 开关管的选择

开关管承受电压和导通电流为整流器输出电压和电流分别为 50V 和 2A，开关管选取时应留有余量。最终选择 TI 公司生产的 CSD19501KCS，其最大耐压 80V，可导通 100A 电流，其导通电阻为 $5.5\text{m}\Omega$ ，栅极电荷总量为 38nC，输出电容为 784pF。

3.2 控制电路与控制程序

系统采用 STM32F407 系列单片机作为控制器。控制系统分为 PWM 整流器输入电流控制和逆变器输出控制两部分，两部分同时运行。其中，逆变器输出控制采用开环控制的方法，按照预先设置的调制方法生成 50Hz 的正弦波。

控制系统首先读取母线电压和输入电压电流，并构造一个滞后实际单相系统 90° 的虚拟正交分量来构建两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系；锁相环由输入电压解算出频率与相位信息。根据相位信息对输入电压与输入电流进行 $\alpha\beta$ -dq 坐标变换；由电压环控制直流母线电压，根据功率因数的待调值计算得到输入 d 轴电流和 q 轴电流的目标值，对前后级的 SPWM 进行调控。程序流程图如图 5 所示。

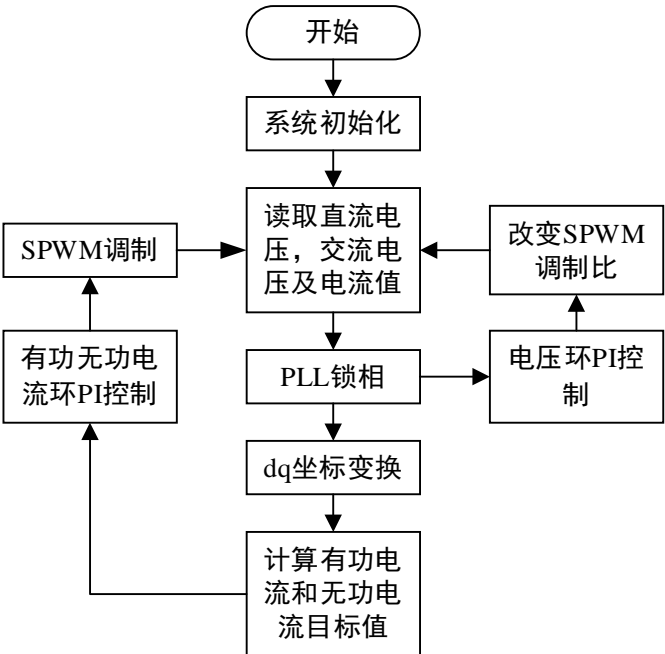


图 5 控制流程图

四.测试方案与测试结果

4.1 测试方案和测试条件

4.1.1 测试方案

(1) 调节输入电压 $U_1 = 30\text{V}$ 。设定输入电流 $I_1 = 2\text{A}$ 。设定输入侧功率因数 $\cos\varphi_1$ 在 $0.50 \sim 1.00$ (超前) 与 $0.50 \sim 1.00$ (滞后) 的范围内变化, 每次变化 0.1 。使用功率分析仪测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 与功率因数。

(2) 在 (1) 条件下设定输入侧功率因数 $\cos\varphi_1 = 1$ 。使用功率分析仪测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 、功率因数 $\cos\varphi_1$, 回馈侧电压 U_2 、电流 I_2 、功率因数 $\cos\varphi_2$, 并计算得到输入功率 P_1 、回馈功率 P_2 和 ΔP 。

(3) 设定工作模式为恒电阻模式, 模拟 15Ω 电阻性负载。输入电压 U_1 在 $24\text{V} \sim 36\text{V}$ 的范围内调节。使用万用表测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 , 并计算得到等效电阻 R 。

(4) 设定工作模式为恒功率模式, 模拟电阻性负载并使得功率稳定为 60W 。在 $24\text{V} \sim 36\text{V}$ 的范围内调节输入电压 U_1 。使用万用表测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 , 并计算得到输入功率 P_1 。

4.1.2 测试仪器

自耦变压器、隔离变压器、手持万用表 CA5212、功率分析仪 PW3390-03

4.2 测试结果及其完整性

4.2.1 额定工况下的输入电流和功率因数调整测试

测试条件: 调节输入电压 $U_1 = 30\text{V}$ 。设定输入电流 $I_1 = 2\text{A}$ 。设定输入侧功率因数 $\cos\varphi_1$ 在 $0.50 \sim 1.00$ (超前) 与 $0.50 \sim 1.00$ (滞后) 的范围内变化。使用功率分析仪测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 与功率因数。

表 1 额定工况的输入电流和功率因数调整测试结果记录表

输入电压 U_1 / V	输入电流 I_1 / A	设定的输入侧 功率因数 $\cos\varphi_1$	负载属性	实际输入侧功 率因数 $\cos\varphi_1$
30.02	1.99	1.00	电阻性	0.998
30.02	2.00	0.50	电感性	0.498
29.98	1.98	0.70	电感性	0.699
30.02	2.01	0.90	电感性	0.899
30.02	1.99	0.50	电容性	0.500
30.00	2.01	0.70	电容性	0.699
29.99	1.98	0.90	电容性	0.901

由上表可知，输入电流最大绝对误差为 0.02A，最大相对误差为 1%，功率因数最大绝对误差为 0.002，最大相对误差为 0.4%。

4.2.2 额定工况下的功率损耗测试

测试条件：调节输入电压 $U_1 = 30\text{V}$ 。设定输入电流 $I_1 = 2\text{A}$ 。设定输入侧功率因数 $\cos\varphi_1 = 1$ 。使用功率分析仪测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 、功率因数 $\cos\varphi_1$ ，回馈侧电压 U_2 、电流 I_2 、功率因数 $\cos\varphi_2$ ，并计算得到输入功率 P_1 、回馈功率 P_2 和 ΔP 。

表 2 额定工况下的功率损耗测试结果记录表

输入电压 U_1 / V	输入电流 I_1 / A	输入侧功率因数 $\cos\varphi_1$	回馈电压 U_2 / V	回馈电流 I_2 / A	回馈侧功率因数 $\cos\varphi_2$
30.00	1.99	0.999	25.01	2.31	0.999

$$P_1 = U_1 I_1 \cos\varphi_1 = 59.640\text{W} \quad (6)$$

$$P_2 = U_2 I_2 \cos\varphi_2 = 57.715\text{W} \quad (7)$$

则可得 $\Delta P = P_1 - P_2 = 1.925\text{W}$ 。

4.2.3 恒电阻模式测试

测试条件：设定工作模式为恒电阻模式，模拟 15Ω 电阻性负载。在 $24\text{V} \sim 36\text{V}$ 的范围内调节输入电压 U_1 。使用万用表测量实际输入侧电压 U_1 、电流 I_1 ，并计算得到等效电阻 R 。

表 3 恒电阻模式测试结果记录表

输入电压 U_1 / V	输入电流 I_1 / A	等效电阻 R / Ω
23.98	1.59	15.06
25.99	1.75	14.86
28.03	1.85	15.14
29.99	2.00	14.96
31.99	2.14	14.96
34.01	2.28	14.95
36.02	2.40	14.99

由上表可知，恒电阻模式，电阻绝对误差最大为 0.14Ω ，相对误差最大为 0.93%。

4.2.4 恒功率模式测试

测试条件：设定工作模式为恒功率模式，模拟电阻性负载并使得功率稳定为 60W 。在 $24\text{V} \sim 36\text{V}$ 的范围内调节输入电压 U_1 。使用万用表测量实际输入侧电压

U_1 、电流 I_1 ，并计算得到输入功率 P_1 。

表 4 恒功率模式测试结果记录表

输入电压 U_1 / V	输入电流 I_1 / A	实际功率 P_1 / W
23.99	2.49	59.80
25.98	2.30	59.72
28.00	2.15	60.17
29.98	2.02	60.57
32.00	1.87	59.92
34.01	1.78	60.56
35.98	1.68	60.47

由上表可知，恒功率模式，功率绝对误差最大为 0.56W，相对误差最大为 0.93%。

4.3 测试结果分析

通过测试可知，本系统在额定工作条件下电流控制误差不超过 0.02A，功率因数控制误差不超过 0.002。额定工况下损耗低，仅为 1.925W。此外，也可以单独设置负载等效电阻或输入功率，两种模式下其相对误差均不超过 0.93%。

五. 总结

本系统实现了对交流电源模拟不同特性负载并回馈能量的功能。前级采用 PWM 整流器实现了电阻性、电感性、电容性负载的模拟；后级采用全桥逆变器实现了能量回馈功能。系统在输入电压 U_1 为 30.02 V 时， I_1 为 1.99A；在模拟感性和容性负载时，输入侧功率因数均在 0.50~1.00 范围内步进可调，步进值为 0.01，跟踪误差大小不超过 0.002，且在额定工况下，系统回馈损失功率 ΔP 低至 1.925W。与此同时，系统还实现了输入电压电流测量、过压过流保护功能，以及恒电流、恒电阻、恒功率三种额外的负载运行模式，并具有良好的人机交互界面。