

单相交流电子负载

摘要：系统为单相交流电子负载，实现了不同特性负载的模拟和能量回馈功能。系统由 PWM 整流电路、全桥逆变电路、控制电路、测量电路等组成。前级 PWM 整流器完成了电阻性、电感性和电容性负载的模拟；后级全桥逆变器实现了母线电压控制和能量回馈功能。控制器在基于电压 U_1 相位建立的 dq 坐标系下对电流 I_1 的无功和有功分量进行调整；并且通过电压环控制直流母线电压稳定。系统功率因数 $\cos\phi_1$ 在 0.50~1.00 范围内可调，误差小于 0.002，且回馈时功率损耗 ΔP 为 2.15W。此外，系统实现了输入过压保护、负载丢失保护功能和恒流（Constant Current, CC）、恒阻抗（Constant Impedance, CZ）、恒复功率（Constant Apparent Power, CS）三种基本负载运行模式，且良好的人机交互界面。

关键词：交流电子负载 能量回馈 PWM 整流 锁相环 虚拟 dq 电流控制

一、系统方案论证

1.1 比较与选择

1.1.1 负载特性模拟控制策略选择

方案一：虚拟 dq 电流控制。通过对输入电流 I_1 的 d 轴分量和 q 轴分量的解耦控制来控制 I_1 的有功、无功分量，以模拟不同负载特性。该方案在 dq 旋转坐标系下对输入电流 I_1 进行控制，线性化了整流器模型，可独立控制 I_1 有功、无功电流，使控制更加简单有效，且具有良好的动态、静态特性。

方案二：电流滞环控制。通过输入电压 U_1 和负载 Z 的大小与特性计算指令电流 I_1^* ，再使前级 PWM 整流器利用电流滞环控制跟踪指令电流模拟负载 Z 。与虚拟 dq 电流控制方案相比，该方案需要截止频率较高的电流采样模块，且开关频率不固定，滤波器设计困难。负载的模拟效果取决于计算的指令电流 I_1^* 和滞环宽度。

综上所述，为独立控制整流器的输入无功电流且方便滤波器设计，采用方案一，虚拟 dq 电流控制。

1.1.2 逆变器调制策略选择

方案一：单极性倍频正弦脉宽调制。采用单极性倍频正弦脉宽调制时，在对应基波正、负半周，SPWM 波形只出现正、负脉冲，在一个载波周期内生成两个驱动脉冲。该方案优点为开关损耗小、谐波频率高易滤除，且磁性元件体积小，但仅适用于全桥拓扑。

方案二：双极性正弦脉宽调制。采用双极性正弦脉宽调制时，四个开关管均以开关频率工作，在任意一个载波周期内输出电压既有正值也有负值。与单极性倍频正弦脉宽调制策略相比，该方案存在开关损耗大、谐波频率低的缺点。

综合考虑，为了提高系统效率，便于滤波器设计，改善输出电能质量，选择方案一，单极性倍频正弦脉宽调制。

1.2 方案描述

系统由主电路、测量电路、辅助电源电路、控制电路及保护电路组成。系统总体方案如图 1 所示。

主电路由 PWM 整流电路与逆变电路组成。前级采用单相 PWM 整流拓扑，通过对电流 I_1 无功分量的控制实现了输入侧功率因数可控；后级采用全桥逆变拓扑，通过电压环实现直流侧电压 U_{dc} 恒定，且将能量回馈至电阻负载 R_L 。测量电路实现了对输入电压 U_1 、电流 I_1 和直流侧电压 U_{dc} 的测量。保护电路包括输入过压保护和负载丢失保护。

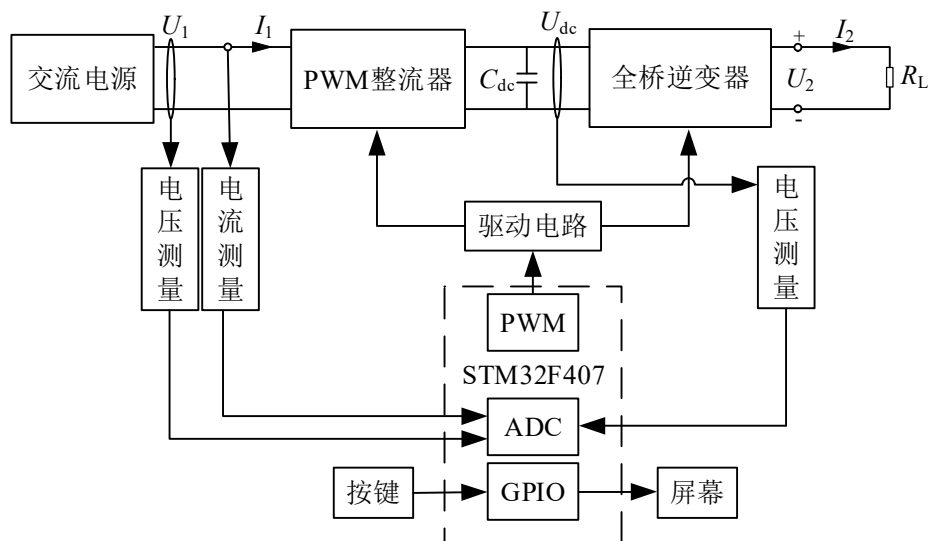


图 1 系统总体方案

二、理论分析与计算

2.1 不同类型负载的模拟方法

PWM 整流器可以模拟不同类型的负载，其控制分为锁相环控制和虚拟 dq 电流控制。系统通过如图 2 所示的数字锁相环计算输入电压 U_1 的频率和相位，并根据该相位建立同步旋转的 dq 坐标系。利用 dq 旋转坐标变换，将对输入功率因数 $\cos\varphi_1$ 的控制转换为对二相旋转坐标的直流电流定值控制。整流控制中各参量坐标均基于该 dq 坐标系。

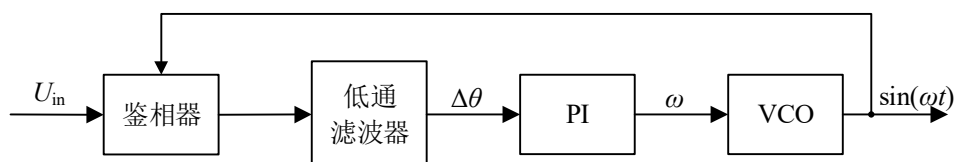


图 2 数字锁相环控制原理图

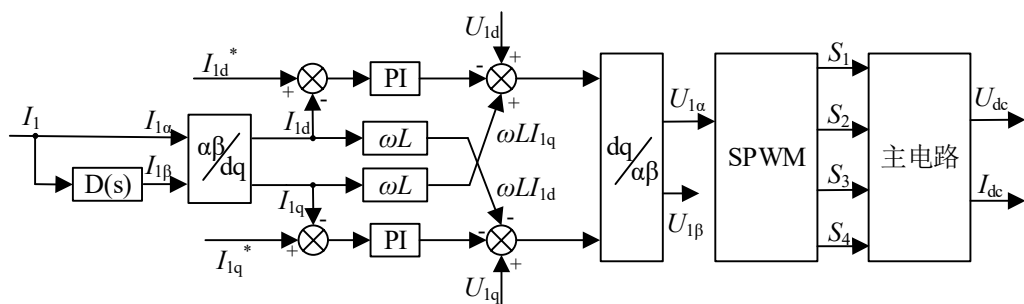


图 3 整流器控制原理图

虚拟 dq 电流控制如图 3 所示。电流环采用电流 PI 调节器、电流状态反馈解耦和输

入电压前馈补偿控制, 可实现电流 I_1 的 d 轴分量和 q 轴分量的独立控制。因为以电压 U_1 相位为 d 轴建立 dq 坐标系, 所以通过控制电流 I_1 的 d 轴、q 轴分量可以控制输入的有功功率和无功功率。控制器通过 d、q 轴电流指令即可控制输入电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$, 以此模拟不同类型的负载。控制系统加入输入电压前馈补偿, 分别引入电压 U_1 的 d 轴与 q 轴分量, 有利于提高系统的动态响应和抗干扰能力。

2.2 能量回馈的方法

后级逆变器通过控制调制比实现了能量回馈功能。控制原理图如图 4 所示, 图中 U_{dc}^* 为逆变器直流侧电压给定值, M 为逆变器调制比。控制器采用电压环控制实现直流侧电压 U_{dc} 恒定。

当需要回馈的功率增加即逆变器输入功率增加时, 母线电容储能增加, 使直流母线电压上升, 直流侧电压 U_{dc} 大于给定值 U_{dc}^* , PI 调节器输出 $1-M$ 减小, 即逆变器调制比 M 增加, 可使逆变器输出回馈功率增加; 后直流母线电压回落至给定值, 使电压保持稳定, 反之亦然。

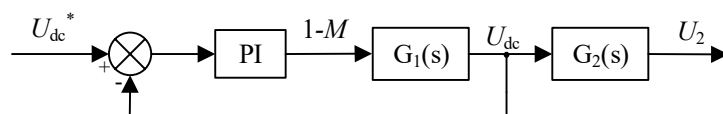


图 4 逆变器控制原理图

2.3 恒流、恒阻抗、恒复功率负载模式实现方法

(1) 恒流模式, 该模式为电子负载默认运行模式, 可通过改变 PWM 整流器电流环的电流给定值 I_1^* 和功率因数给定值 $\cos\varphi_1^*$ 进行恒定电流设定。系统可使输入电流 I_1 在 0.20A~2.50A 范围内任意值处保持不变。

(2) 恒阻抗模式, 交流电子负载可通过按键切换至恒阻抗模式, 实现负载模拟阻抗值恒定。该模式需要对输入电压 U_1 、电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$ 同时检测, 再根据设定的恒阻抗值 $Z^* = R^* + jX^*$ 调节电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$, 使负载模拟阻抗值 Z 始终与 Z^* 相等。系统可模拟阻抗值在 12Ω~150Ω 范围内任意值处保持不变。

(3) 恒复功率模式, 交流电子负载可通过按键切换至恒复功率模式, 实现负载消耗复功率恒定。该模式同时检测输入电压 U_1 、电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$, 根据设定的恒复功率值 $S_1^* = P_1^* + jQ_1^*$ 调节输入电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$, 使负载消耗复功率 S_1 始终与 S_1^* 相等。系统可使负载吸收复功率 S_1 在 6VA~75VA 范围内任意值处保持不变。

三、电路与程序设计

3.1 主电路与器件选择

3.1.1 主电路原理

主电路由 PWM 整流电路与逆变电路级联组成，前级采用 PWM 整流拓扑，后级采用全桥逆变拓扑，电路如图 5 所示。根据 SPWM 调制比 M 与电压的关系 $U_1 = 0.707MU_{dc}$ ，额定工况下，整流器交流侧电压 U_1 为 30V，整流器直流侧电压 U_{dc} 最小为 42.43V，考虑一定裕度，直流母线电压 U_{dc} 取 50V。

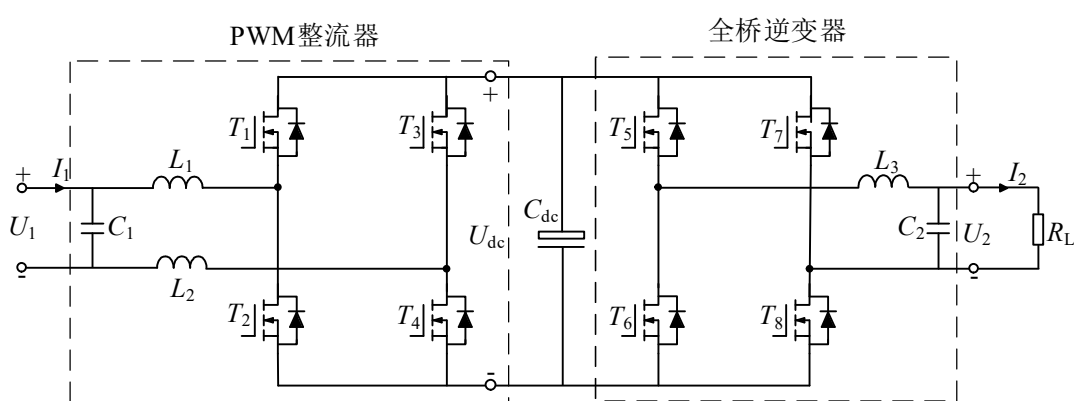


图 5 主电路示意图

3.1.2 开关器件选择

电路中开关管的最大电压应力为 50V，留取裕量，选取 100V 耐压值的开关管。为减小电路的导通损耗和开关损耗，开关管的导通电阻和寄生电容越小越好。选择型号为 IRF540N 的开关管，其导通电阻为 0.032Ω ，栅极电荷为 35nC，符合上述要求。

3.1.3 整流器电感、电容选择

(1) 滤波电感 L_1 、 L_2 设计：输入电压 U_1 为 30V，输出直流侧电压 U_{dc} 为 50V，开关频率取 20kHz，由于采用单极倍频调制，脉动频率为开关频率的两倍，即 $f_s = 40\text{kHz}$ 。考虑电感体积，取电流纹波率为 $r = 0.1$ ，如式 (1)。

$$L \geq \frac{\sqrt{2}U_1(U_{dc} - \frac{\sqrt{2}}{2}U_1)}{2rU_{dc}I_m f_s} = \frac{\sqrt{2} \times 30(50 - \frac{\sqrt{2}}{2} \times 30)}{2 \times 0.1 \times 50 \times 2 \times \sqrt{2} \times 40000} = 1080\mu\text{H} \quad (1)$$

其中 L 为总电感值，为了增加电路拓扑对称性，实际电路采用两个相同的电感 L_1 、 L_2 代替电感 L ，如图 5 所示。综合考虑，取 $L = 1000\mu\text{H}$ ，故电感 $L_1 = L_2 = 500\mu\text{H}$ 。

(2) 滤波电容 C_1 设计：选择截至频率为 1kHz，再由滤波电感 $L_1 + L_2 = 1000\mu\text{H}$ ，

则滤波电容 C_1 由式 (2) 确定。

$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 (L_1 + L_2)} = \frac{1}{4\pi^2 \times 1000^2 \times 10^{-3}} = 25\mu\text{F} \quad (2)$$

考虑一定裕度，取输入滤波电容 $C_1 = 30\mu\text{F}$ 。

(3) 支撑电容 C_{dc} 设计：输出母线电容用于支撑母线电压，抑制直流电压脉动。取电压脉动 $\Delta U_{dc} = 0.01\text{V}$ ，脉动频率 f_s 为 40kHz ，则母线支撑电容由式 (3) 确定。

$$C_{dc} = \frac{U_1 I_1}{4 f_s U_{dc} \Delta U_{dc}} = \frac{30 \times 2}{4 \times 40000 \times 50 \times 0.01} = 750\mu\text{F} \quad (3)$$

考虑一定裕度，取支撑电容 $C_{dc} = 1000\mu\text{F}$ 。

3.1.4 逆变器电感、电容选择

考虑最低次谐波频率约为 40kHz ，选择截止频率为 2kHz ，且考虑输出滤波器的阻抗特性 ρ ，取 $\rho = 0.6$ ，滤波电感、电容由式 (4)、(5) 确定。

$$\rho = 0.6 R_L = \sqrt{\frac{L_3}{C_2}} = 0.6 \times 10 = 6\Omega \quad (4)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C_2}} = 2000\text{Hz} \quad (5)$$

式 (4) 中 R_L 为消耗回馈能量的负载电阻， L_3 、 C_2 为输出滤波电感、电容，计算可得 $L_3 = 468\mu\text{H}$ ， $C_2 = 13\mu\text{F}$ ，考虑实际电容值，取电感 $L_3 = 600\mu\text{H}$ ，电容 $C_2 = 10\mu\text{F}$ 。

3.2 控制电路与控制程序

系统通过控制器 STM32 分别控制 PWM 整流器和全桥逆变器完成不同特性负载的模拟和能量回馈，程序流程图如图 6 所示。

控制器对输入电压 U_1 进行锁相，由 PLL 锁相获得 U_1 的频率与相位。利用 U_1 的相位对系统输入电压 U_1 、电流 I_1 进行 dq 坐标变换，后在 dq 坐标系内进行电流控制。同时引入输入电压 U_1 前馈，经单极倍频 SPWM 调制后，实现对输入侧功率因数的控制。在逆变器的能量回馈控制中，系统通过控制直流母线电压 U_{dc} 以实现能量回馈。当前级整流器输出功率增加时，直流母线电容储能增加，直流母线电压上升，控制器使得逆变器调制比增加，逆变器输出的回馈功率增加，实现了能量回馈。

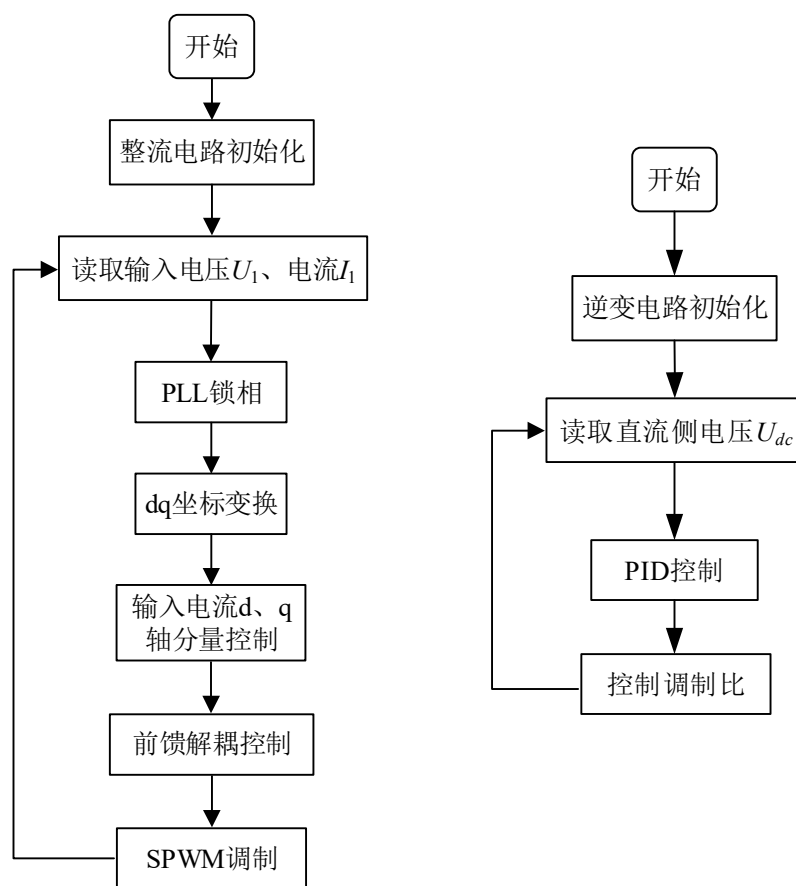


图 6 整流器控制（左）和逆变器控制（右）程序流程图

四、测试方案与测试结果

4.1 测试方案与测试条件

4.1.1 测试方案

（1）设定功率因数 $\cos\varphi_1 = 1.00$ ，模拟电阻性负载，使输入电压 $U_1 = 30.00\text{V}$ ，测量输入电流 I_1 ，输入功率 P_1 和回馈功率 P_2 ，计算 ΔP 。

（2）保持 $U_1 = 30.00\text{V}$ ，模拟电感性负载，利用键盘对 $\cos\varphi_1$ 在 $0.50 \sim 1.00$ 范围内进行设定，读取功率分析仪的电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$ 。

（3）保持 $U_1 = 30.00\text{V}$ ，模拟电容性负载，利用键盘对 $\cos\varphi_1$ 在 $0.50 \sim 1.00$ 范围内进行设定，读取功率分析仪的电流 I_1 和功率因数 $\cos\varphi_1$ 。

4.1.2 测试仪器

单相交流电源 APS-7050 一台，单相功率分析仪 PA1000 两台。

4.2 测试结果及其完整性

4.2.1 测试条件 1: $U_1 = 30V$, 设定 $\cos\varphi_1 = 1.00$ 电路测试条件

表 1 测试条件 1 下测量结果

U_1/V	I_1/A	$\cos\varphi_1$	P_1/W	P_2/W	$\Delta P/W$
30.06	1.998	0.999	60.06	57.91	2.15

当输入电压为 30.06V 时, 系统输入电流 I_1 为 1.998A, 功率因数 $\cos\varphi_1$ 为 0.999, 回馈损失功率 ΔP 为 2.15W, 均满足题目要求 (1) 的 $I_1 = 2A$ 和要求 (4) 的 ΔP 尽可能小。

4.2.2 测试条件 2: $U_1 = 30V$, 模拟感性负载, 设定 $\cos\varphi_1$ 在 0.50~1.00 变化的测试条件

表 2 测试条件 2 下测量结果

序号	I_1/A	$\cos\varphi_1^*$	$\cos\varphi_1$	err
1	1.996	0.50	0.499	0.001
2	1.998	0.75	0.748	0.002
3	1.999	1.00	0.999	0.001

系统在模拟电感性负载时, 功率因数 $\cos\varphi_1$ 在 0.50~1.00 范围内任意可调, 控制误差小于 0.002, 满足题目要求 (2) 的模拟感性负载时功率因数 $\cos\varphi_1$ 自动调整。

4.2.3 测试条件 3: $U_1 = 30V$, 模拟容性负载, 设定 $\cos\varphi_1$ 在 0.50~1.00 变化测试条件

表 3 测试条件 3 下测量结果

序号	I_1/A	$\cos\varphi_1^*$	$\cos\varphi_1$	err
1	1.997	0.50	0.498	0.002
2	2.002	0.75	0.751	0.001
3	1.999	1.00	0.999	0.001

系统在模拟电容性负载时, 功率因数 $\cos\varphi_1$ 在 0.50~1.00 范围内任意可调, 控制误差小于 0.002, 满足题目要求 (3) 的模拟容性负载时功率因数 $\cos\varphi_1$ 自动调整。

4.3 测试结果分析

根据测试结果分析, 系统实现了对电阻性、电感性、电容性负载的模拟。额定工况下, 系统模拟不同类型的负载时, 输出电流 I_1 均在误差允许范围内为 2A。模拟电感性和电容性负载时, 输入侧功率因数 $\cos\varphi_1$ 在 0.50~1.00 范围内任意可调, 步进值为 0.01, 控制误差小于 0.002。除此之外, 系统实现了能量回馈功能, 在额定工况下, 系统回馈损失功率 ΔP 为 2.15W, 各项指标均满足题目要求。

五、总结

本系统实现了不同特性负载模拟和能量回馈功能，前级采用 PWM 整流拓扑实现了电阻性、电感性、电容性负载的模拟；后级采用全桥逆变拓扑实现了能量回馈功能。系统模拟不同类型负载且输入电压 U_1 为 30.06V 时， I_1 均在误差允许范围内为 2A；模拟感性和容性负载时， $\cos\varphi_1$ 均在 0.50~1.00 范围内可调，步进值 0.01，跟踪误差小于 0.002，且系统回馈损失功率 ΔP 为 2.15W。与此同时，系统还实现了输入过压保护、负载丢失保护功能和恒流、恒阻抗、恒复功率三种负载运行模式，具有良好的人机交互界面。