

三相 AC-DC 变换电路

摘要：本系统由三相整流电路级联 Buck 变换器构成，以 STM32F407VET6 单片机为整流器和 Buck 变换器的控制器，实现三相 AC-DC 变换。整流控制器采用数字锁相环进行锁相，利用 dq 变换及 PI 控制算法控制整流器的电压幅值及相位稳定。该电路可以稳定工作在额定工况下，输出电压稳定，负载调整率和电压调整率均小于 0.1%，整机效率可达 95.2%，输入侧功率因数可达 0.998，并且可在 0.90~1.00 范围内可调。同时系统具有过压过流保护和友好的人机交互功能。

关键词：PWM 整流 同步锁相 功率因数校正

一、方案论证

1.1 比较与选择

1.1.1 主拓扑选择

方案一：三相 PWM 全桥整流与 Buck 级联。该方案不使用二极管整流，而直接使用 MOS 进行整流工作，整流功耗较二极管整流小得多，所以此种方案可以显著提高系统效率，且系统功率容量大，谐波较小；但是要实现高性能、低谐波等要求，对实时控制算法的要求较高。

方案二：不控整流与 Boost 级联方案。这种方案电路拓扑简单，控制原理清晰，实现起来容易；缺点是整流桥整流功耗较大，同时该方案功率容量较小，多适用于小功率应用场合，功率不能双向流动，不容易做到功率因数可调。

综合考虑，为了使控制更加稳定、效率更高，选择方案一。

1.1.2 驱动的选择

方案一：带隔离的驱动。此种方案将主电路与控制电路隔离，使得系统可靠性提高，但是却需要额外的隔离电源，驱动的功耗大。

方案二：不带隔离的驱动。此种方案没有隔离，虽然系统稳定性和安全性稍弱，但是大大简化了电路的设计，驱动的功耗小。

综合比较，为减小系统的复杂度并提高系统效率，选择方案二。

1.1.3 锁相方案的选择

方案一：过零点检测法。此方案根据零点位置进行角度跟踪，实现简单，但是过零点检测需要采样至少两个零点才可以实现跟踪和计算，角度计算较慢。

方案二：软件算法锁相环。此种方案响应性能好，锁相的效果稳定，且不需要额外的硬件电路，可以简化电路设计。

综合比较，为了提高锁相的精度和速度，选择方案二。

1.2 系统总体方案描述

系统包括三相整流器、Buck 变换电路、辅助电源电路、驱动电路、测量电路以及单片机控制电路和显示电路。本系统采用电压外环、电流内环的双环控制法进行闭环控制，可良好实现三相整流以及功率因数调节功能，输出稳定的直流电，辅助电源电路为驱动电路、测量电路、控制电路等供电，本系统利用 PID 控制器进行电压电流双闭环。显示电路可提供良好的人机交互界面，并具备过流保护警告功能。系统总框图如图 1 所示。

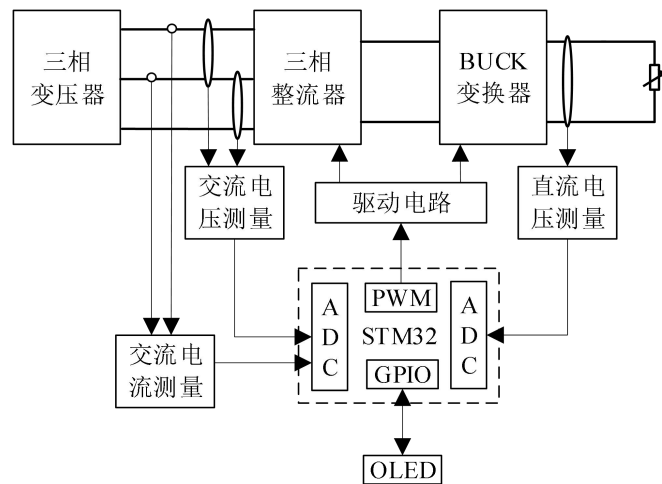


图 1 系统总框图

二.理论分析与计算

2.1 提高效率的方法

系统的损耗主要包括开关管的开关损耗、导通损耗和电感铜耗、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。

(1) 减小开关管开关损耗的方法

选择合适的开关频率：过高的开关频率会增大开关管的损耗，但开关频率过低则会增大滤波电感的体积和重量。综合考虑，开关频率取 48kHz。

选择合适的开关管：开关管会有开关损耗，结电容和电路分布电感影响其开关损耗。因此开关管的输入电容和输出电容尽量小。

(2) 减小开关管导通损耗的方法

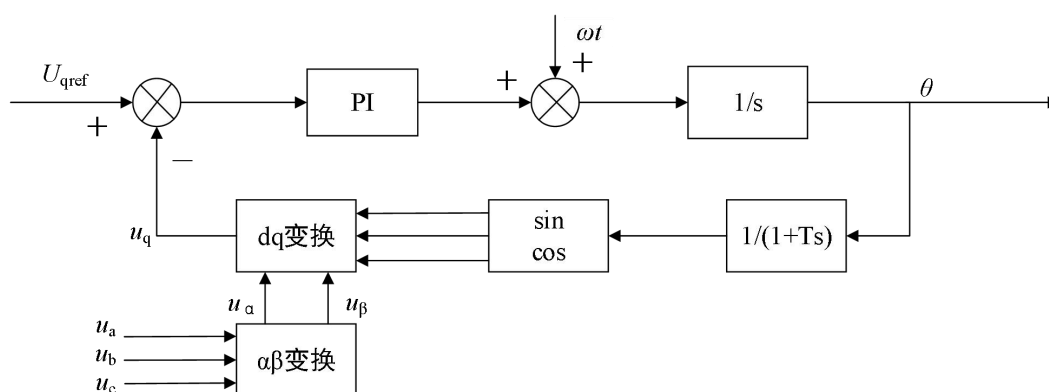
选择合适的开关管：开关管的导通电阻影响其导通损耗，因此开关管导通电阻越小越好。但开关管的寄生电容和导通电阻参数矛盾，二者往往不能同时最小，需折衷考虑。

(3) 减小无源器件损耗的方法

选择合适的电感：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。选择电容时应使等效串联电阻尽量小。

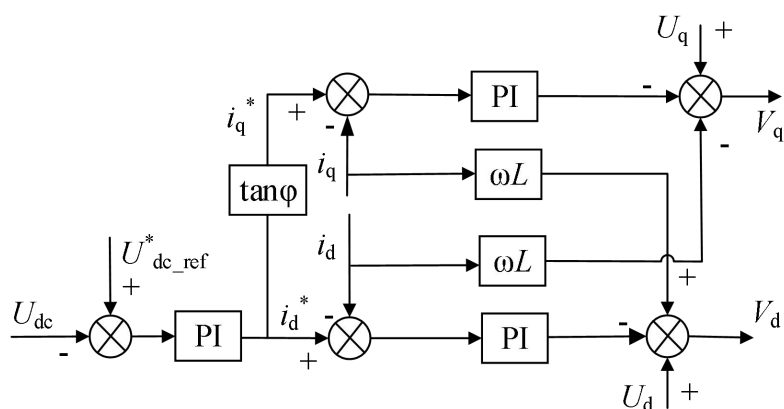
2.2 功率因数调整方法

三相电压 U_a 、 U_b 、 U_c 经过坐标变换后得到直流分量 U_d 、 U_q ，当锁相成功时， U_q 值为 0，若 U_q 值存在误差，则将 U_q 与参考值 0 比较，再将产生的误差信号经过 PI 调节器得到 ω_{err} ，再通过与电网理论角频率相加，并经过积分器得到相位 θ ，该相位即为坐标变换所需要的三角函数相位值。最终可以实现整个锁相环的闭环控制。实现过程如图所示。



2.3 稳压控制方法

本系统采用电压外环、电流内环的控制方案。采样母线端电压 U_{dc} 与母线参考电压 $U_{dc_ref}^*$ 求偏差进行 PI 闭环, 得到 I_a 参考电流 $I_{d_ref}^*$, $U_{a,b,c}$ 为 ABC 三相的相电压, 采样 $U_{a,b,c}$, 经过锁相环获得 A 相基波角度。利用 abc/dq 坐标变换模块, 将三相电压与三相电流分别进行坐标变换得到 U_d 、 U_q 电压分量和 i_d 、 i_q 电流分量。将 i_d 电流分量与参考电流 $i_{d_ref}^*$ 进行 PI 的所得值与 U_d 分量计算获得指令调制电压 U_d^* 将电流分量 i_q 与参考电流值 $i_{q_ref}^*$ 进行 PI 的所得值与 u_q 分量计算获得调制电压 U_q^* 将所得调制电压经过 dq/αβ 变换模块获得 U_α^* , U_β^* 输入 SVPWM 模块判断扇区位置, 调制输出 PWM 驱动信号, 驱动开关管构建目标矢量。其中, 双闭环控制策略框图如下。



三.电路与程序设计

3.1 主回路与器件选择

3.1.1 主电路设计与器件选型

该主电路采用三相整流电路，后级接入一个 Buck 降压电路。系统主电路原理图如图 3 所示。

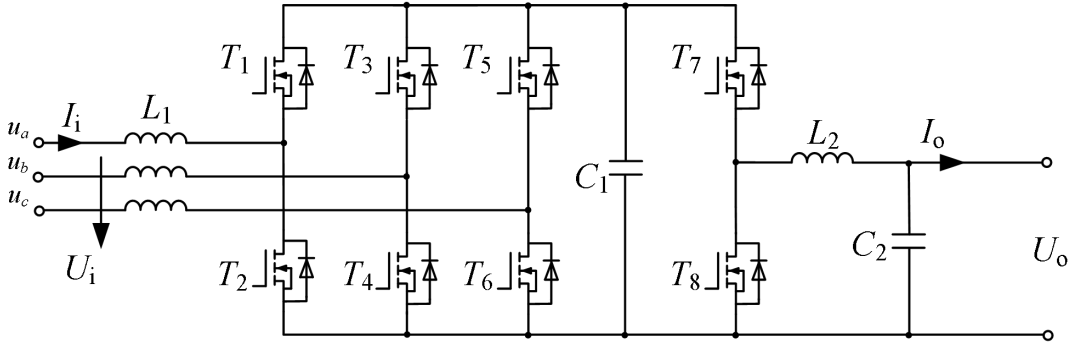


图 4 主拓扑电路图

3.1.2 开关管选型

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。同时为减小系统的损耗，需综合考虑开关管的开关损耗和通态损耗，最终选择英飞凌公司的 IRF540NPbF，其最大耐压 100V，可导通 7.5A 电流，其导通电阻为 44mΩ，输入电容为 1960pF，输出电容为 250pF。

3.1.3 滤波器参数设计

(1) 输入交流侧电感参数计算

系统交流电感的取值不仅影响系统的动静态性能，还会对输入电流波形等其他因素产生影响。增大电感值可以抑制交流侧电流的谐波，但是会影响电流跟踪的快速性。所以合适的电感值应该满足两个条件。首先，应保证电流跟踪的快速性，其次，应保证电感电流的谐波大小在允许范围内。根据以上两个条件，可以计算出交流侧电感的取值范围表达式为：

$$\frac{U_o}{4 f_s \Delta I_{\max}} \leq L_1 \leq \frac{U_o - U_{i\text{pp}}}{2\pi f_s I_m} \quad (1)$$

其中直流侧输出电压 U_o 为 50V，开关管的开关频率 f_s 为 48kHz。按照输入电流谐波畸变率 2% 计算电流纹波， $U_{i\text{pp}}$ 为交流侧电压峰峰值， I_m 为输入电流基准电流峰值。将以上参数带入上式，可得电感值 $214\mu\text{H} \leq L_1 \leq 568\mu\text{H}$ 。选取交流侧电感 $L_1=290\mu\text{H}$ ，采用铁硅铝磁粉芯和 2 股并绕的 0.7mm 漆包线绕制电感。

(2) 整流器输出侧直流电容参数计算

直流电容上总是会重复着充放电的过程,为了使母线电压的脉动大小控制在一定范围内,直流侧电容取值不能太小。考虑母线电压的响应速度,直流电容取值也不能过大。直流侧电容参考取值范围如下:

$$\frac{1}{2.4f_{\text{SI}}\Delta U_m^*R_L} < C < \frac{t_r}{0.74R_L} \quad (2)$$

其中, $\Delta U_m^*=0.01$, 为母线电压纹波率, $R_L=18\Omega$, 是由整流器输出功率得到的等效电阻, 输出直流电压从初值到额定电压的上升时间 t_r 取 40ms。将以上参数带入上式, 可得电容值 $1670\mu\text{F} < C < 4324\mu\text{F}$, 实际直流电容取为 2200uF。

(3) 输出直流侧电感参数计算

Buck 的直流输入电压为 50V, 设定输出电压为 36V, 经计算占空比 $D=0.72$ 。Buck 电感计算公式如下:

$$L_2 = \frac{U_o D(1-D)}{f_c I_d r_d}$$

其中占空比 $D=0.72$, 输出直流电压 $U_o=36\text{V}$, 电感电流 $I_d=2\text{A}$, 电感电流纹波率 $r_d=0.3$, 调制波频率 $f_c=20\text{kHz}$, 将以上参数带入上式, 可得电感值 $L_2=605\mu\text{H}$, 实际中留取裕量, 电感取值为 980uH。采用铁硅铝磁粉芯和 2 股并绕的 0.7mm 漆包线绕制电感。

3.2 控制电路与控制程序

3.2.1 三相整流电路控制程序设计

本系统采用软件锁相环对电压信号进行锁相, 采用电压外环控制、电流内环控制的控制思路, 对系统进行闭环控制, 从而使系统具备良好的功能, 下图为本系统控制框图。

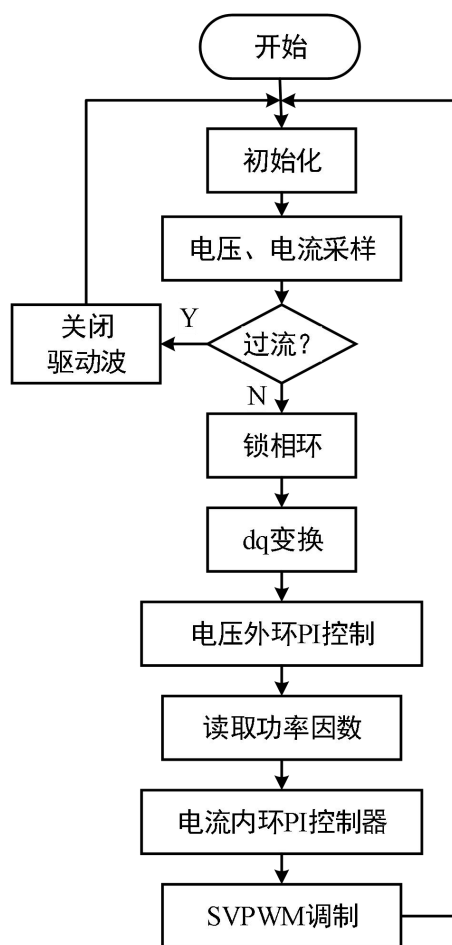


图 8 三相整流电路控制程序框图

3.2.2 输出过流保护程序设计

本系统对输出电流进行检测，如果检测到过流情况就会立刻关闭驱动信号，从而实现系统过流保护。4s 之后尝试恢复电路，系统继续判断是否过流，是否继续保护。

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) 调节变压器，使交流输入线电压 $U_i=28V$ ，通过调节负载使得直流输出电流 $I_o=2A$ ，用三相功率分析仪测定输入侧交流线电压、相电流、功率因数，用万用表测定输出侧直流电压、电流，计算效率 η 。

(2) 通过调整负载以改变输出电流 I_o ，使 I_o 在 $0.1A \sim 2.0A$ 变化，测量输出电压 U_o ，计算负载调整率。

(3) 通过调整变压器以改变交流输入线电压 U_i ，使 U_i 在 23V~33V 之间变化，测量输出电压 U_o ，计算电压调整率。

(4) 通过键盘向系统输入设定的功率因数值，在 0.90~1.00 之间变化，由功率分析仪测量输入侧功率因数并与设定值相比较。

4.1.2 测试仪器

- | | |
|-----------------------|-----|
| (1) 三相自耦变压器、三相隔离变压器 | 各一台 |
| (2) 手持万用表 CA5212 | 两台 |
| (3) 三相功率分析仪 PW3390-03 | 两台 |

4.2 测试结果及其完整性

4.2.1 正常工作下输出端口测试

测试条件：输入交流电线电压 $U_i=28V$ ，测量输出直流电压、直流电流、输出侧功率、输入侧功率因数并计算系统效率。

表 1 正常工作下输出端口测试结果记录表

输入电压 U_i/V	输出电流 I_o/A	输出电压 U_o/V	输入功率 P_i/W	系统效率 $\eta/\%$	输入侧 功率因数
28.01	1.998	36.01	74.87	96.1	0.998

由上表可知输出直流输出电压、效率、功率因数均满足要求。

4.2.2 负载调整率测试

测试条件： $U_i=28V$ ，输出电压 $U_o=36V$ ，输出电流 I_o 在 0.1A~2.0A 变化，记录输出电压并计算负载调整率。式中 U_{o2} 为 $I_o=2.0A$ 时的直流输出电压， U_{o1} 为 $I_o=0.1A$ 时的直流输出电压。

表 2 负载调整率测试结果记录表

输入电压 U_i/V	输出电流 I_o/A	输出电压 U_o/V
28.01	0.101	36.01
28.02	0.513	36.02
28.01	1.107	36.03
28.01	1.503	35.99
28.01	2.016	36.00

$$S = \left| \frac{U_{o2} - U_{o1}}{30} \right| \times 100\% = 0.11\% \quad (2)$$

由上表可知负载调整率均满足要求。

4.2.3 电压调整率测试

测试条件：输出电流 $I_o=2A$ ，输入交流电压 U_i 在 23V~33V 之间变化，输出电压 $U_o=30V$ ，记录输出直流电压 U_o 并计算电压调整率。 U_{o1} 为 $U_s=23V$ 时的直流输出电压， U_{o2} 为 $U_s=33V$ 时的直流输出电压。

表 3 电压调整率测试结果记录表

输出电流 I_o/A	交流电压 U_i/V	输出电压 U_o/V
2.01	28.02	35.99
2.00	27.98	36.01
2.02	27.97	36.02
2.01	27.99	36.02

$$S = \left| \frac{U_{o2}-U_{o1}}{36} \right| \times 100\% = 0.08\% \quad (3)$$

由上表可知电压调整率均满足要求。

4.2.4 自动调整功率因数功能测试

测试条件：通过键盘设定功率因数在 0.90~1.00 之间，在功率分析仪上读取并记录功率因数。

表 4 自动调整功率因数功能测试结果记录表

设定功率因数	实际功率因数	误差绝对值
0.90	0.901	0.001
0.94	0.941	0.001
0.98	0.982	0.002
1.00	0.998	0.002

由上表可知误差绝对值均满足要求。

4.3 测试结果分析

通过测试，本系统在额定工作条件下输出直流电压稳定，负载调整率与电压调整率均低于 0.15%，系统能够实现功率因数可根据设定值调节，且功率因数测量显示准确，同时变换器效率高达 96.14%。

五. 总结

本系统实现了三相 AC-DC 变换。系统采用电压外环、电流内环的双环 PID 控制器实现稳压输出控制，利用 dq 变换、PID 控制器对输入交流电压进行锁相，调整功率因数，输入功率因数可在 0.90-1.00 间可调，负载调整率与电压调整率均低于 0.15%，直流供电下额定功率下系统效率高达 90.64%，同时系统具备过流保护功能。