**三相AC-DC变换电路**

**摘要：**本系统由三相PWM整流电路级联 Buck电路构成，以 STM32F407VET6单片机为控制器，实现三相 AC-DC变换。控制器采用数字锁相环对输入三相电压进行锁相，利用abc/dq变换及 PI控制输入电流的相位，实现输入侧功率因数可调及输出电压稳定，Buck电路为开环电路。在额定工况下，电路稳定工作，负载调整率和电压调 整率均小于 0.15%，整机效率可达 96.14%，输入侧功率因数最高可达 0.998，并且实现了功率因数在0.90~1.00范围内可调。同时系统具有过流保护和良好的人机交互功能。

**关键词：**PWM整流同步锁相 功率因数校正

# 方案论证

## 比较与选择

### 主拓扑选择

方案一：单开关三相DCM Boost整流与 Buck级联。该方案电路拓扑简单，控制原理简单，思路清晰，且谐波较低，但是由于使用数量较多的二极管，整流损耗较大，效率较低**。**

方案二：三相 PWM全桥整流与 Buck级联。该方案为三相PWM整流，不使用二极管，整流功耗较小，所以此种方案可以显著提高系统效率，且系统功率容量大，但对实时控制算法的要求较高。

综合考虑，为了使控制更加稳定、效率更高，选择方案二。

### 锁相方案的选择

方案一：直接锁相法。此方案根据交流输入信号过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，且检测电路易受到开关噪声干扰。

方案二：abc/dq锁相法。此方案通过采样三相输入电压瞬时值进行abc/dq变换，获得实时相位，并进行调节，响应性能好，锁相控制简单，效果稳定。

综合比较，为了提高锁相的精度和速度，选择方案二。

### 调制方式的选择

方案一：SPWM调制。此种方案原理清晰，实现简单，但电压利用率低，输出直流电压较高。

方案二：SVPWM调制。此种方案可以提高输出母线电压利用率，降低母线电压，从而降低开关管应力要求，减小开关损耗，从而提升效率，但对算法要求较高。

综合比较，为降低输出直流电压并提高系统效率，选择方案二。

## 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。系统控制策略选择电压外环、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输入侧功率因数调节功能，并能输出稳定的直流电压。 辅助电源电路为驱动电路、测量电路、控制电路等供电。显示电路可提供良好的人机交互界面，并具备过流警告功能。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20kHz。

选择合适的开关管：选择结电容及导通电阻尽量小的开关管以分别减小开关损耗与导通损耗。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。

1. 减小无源器件损耗的方法

选择合适的电感：感值太小，电流谐波抑制能力差；感值太大，匝数多，铜耗大。因此需选择感值合适的电感。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。实际选择电容时，尽量选择多个电容并联，使等效串联电阻尽量小。

## 2.2 功率因数调整及稳压控制方法

利用电压电流双闭环及锁相环实现功率因数调整和直流输出稳压控制，锁相环为整流控制中各参数提供参考坐标系，三相电压*U*a、*U*b、*U*c经过坐标变换后得到*U*d、*U*q，当锁相成功时，*U*q值为0，据此可对*U*q进行PI控制，控制器输出得到角频率大小，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2所示。



图2 锁相环控制原理框图

整流及功率因数调整采用电压外环、电流内环的控制方案，如图3所示。Buck电路设置固定占空比，采样Buck电路直流输出端电压*U*dc与直流输出参考电压*U*\*dc\_ref求偏差进行PI计算，采样输入侧三相的相电压，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。

对*i*d、*i*q分别进行PI闭环，经过前馈解耦得到调制电压，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。



图3 双闭环控制原理框图

# 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

该主电路采用三相PWM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4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44m，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：

 （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20kHz。按照输入电流谐波畸变率2%计算电流纹波，*U*ipp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214uH≤L1≤568uH。选取交流侧电感L1=290uH。

1. 整流器输出测直流电容参数计算

由于整流器为后级Buck电路供电，可用Buck电路的输入电容计算方法计算整流器输出电容，计算公式如下：

 （2）

其中，Buck电路的直流输入电压*U*d=50V，输出电压为36V，经计算占空比D=0.72，电流、电压纹波率均取为0.3，开关周期*T*s=50ms，将以上参数带入上式，可得电容值*C*1=1440uF，实际中留取裕量，整流器输出电容取为2200uF。

1. Buck电路电感参数计算

Buck的直流输入电压为50V，输出电压为36V。Buck电感计算公式如下：

 （3）

其中占空比*D*=0.72，输出直流电压*U*o=36V，电感电流*I*d=2A，电感电流纹波率*r*d=0.3，开关管开关频率*f*s=20kHz。将以上参数带入上式，可得Buck电感值*L*2=605uH，实际中留取裕量，Buck电感取值为980uH。

### 3.1.4 驱动电路设计

驱动电路以IR2110为主要芯片，该芯片可通过自举原理驱动桥臂的上管，实现半桥驱动，通过栅极电阻减小因开关管栅源寄生电容产生的振铃现象，在电阻上并联二极管加快放电速度。原理图如下：



图5 驱动电路原理图

## 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，下图为本系统控制框图。



图6 AC-DC变换电路控制程序框图

### 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。

# 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、输入功率、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~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 一台

（2）三相隔离变压器 一台

（3）手持万用表CA5212 两台

（4）三相功率分析仪PW3390-03 一台

### 4.2 测试结果及其完整性

### 4.2.1 额定工况下测试

测试条件：输入交流电线电压*U*i=28V，测量输入侧功率、功率因数、输出直流电流、直流电压、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 | 输入功率  *P*i/W | 输入侧  功率因数 | 输出电流  *I*o/A | 输出电压  *U*o/V | 系统效率  η/% |
| 28.01 | 74.87 | 0.998 | 1.998 | 36.01 | 96.1 |

由表1可知，直流输出电压满足36.00±0.1V，效率大于95%、功率因数高于0.99，均满足要求。

### 4.2.2 负载调整率测试

测试条件：交流输入线电压有效值*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 |

负载调整率  （4）

由上可知负载调整率小于0.3%，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 |

电压调整率  （5）

由上可知电压调整率小于3%，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小于0.02，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%。

# 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PI控制器实现稳压输出控制，利用dq变换、PI控制器对输入交流电压进行锁相，并可调整功率因数，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%，额定工况下系统效率高达96.14%，同时系统具备过流保护功能。